Commande optimale de la forme d'excitation

Dans le chapitre précédent, nous avons imposé une forme d'onde sous-optimale déterminée à partir d'une famille de signaux paramétrés. Cette technique a le désavantage d'imposer la connaissance préalable d'informations *a priori* pour choisir la famille de signaux, mais l'avantage de permettre l'évaluation simple de paramètres. Nous investiguons donc une nouvelle technique qui s'affranchisse de toutes connaissances *a priori*. La méthode doit, en outre, fournir des performances au moins similaires à une optimisation par famille de signaux.

Nous commencerons donc par expliquer le principe de notre méthode. Pour comprendre son fonctionnement, nous traiterons le problème de la commande optimale dans le cas où le milieu est linéaire. Enfin, nous optimiserons le contraste dans la même condition que pour le chapitre précédent.

4.1 Méthode

Le principe de la commande optimale de la forme de signaux suit le schéma 4.1. L'idée consiste à exciter un filtre, du type autorégressif non-linéaire à paramètres variables, par un signal (sinusoïdal ou aléatoire) *a priori* quelconque. Ici, le signal d'excitation à *a priori* simplement pour rôle d'envoyer de l'énergie dans le système à étudier. Les paramètres du filtre qui garantissent le critère maximum sont ensuite optimisés de façon itérative. Le signal ainsi créé converge vers une solution optimale.

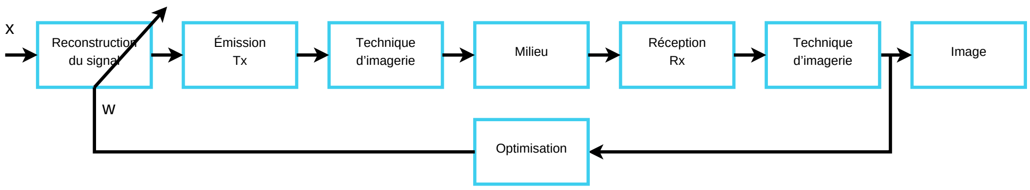


FIGURE 4.1 – Schéma fonctionnel de la commande optimale de forme pour un milieu linéaire avec une excitation sinusoïdale.

Les paramètres d'optimisation sont les paramètres $\mathbf{w}$ d'un filtre autorégressif non-linéaire décrit par l'équation suivante :

$$\hat{x}_k(t) = \mathbf{x}_t^T \mathbf{w}_k, \tag{4.1}$$

où ^{T} est le symbole de la transposée et

$$\mathbf{x}_t = [x_t, x_{t-1}, \ldots, x_{t-M+1}, x_t^2, x_t x_{t-1}, \ldots, x_{t-m+1}^2, x_t^3, x_t^2 x_{x-1}, \ldots, x_{t-M+1}^3]^T,$$

$$\begin{aligned}\mathbf{w} = [w_1(0), w_1(1), \ldots, w_{M+1}, & w_2(0,0), w_2(0,1), \ldots, w_2(M-1, M-1), \\ & w_3(0,0,0), w_3(0,0,1), \ldots, w_3(M-1, M-1, M-1)]^T.\end{aligned}$$

La mémoire M du filtre est choisie à trois, de manière à réduire le nombre de paramètres à dix-neuf.

Ce signal constitue l'excitation du système où les paramètres sont recherchés à l'aide de l'algorithme de NELDER-MEAD.

4.2 Commande optimale de forme pour un milieu linéaire

Dans le but de comprendre le principe de notre méthode, nous commençons par optimiser l'énergie rétrodiffusée E_{bulle} d'un système en fonctionnement linéaire :

$$\max_{\mathbf{w}} \left(E_{bulle} \right). \tag{4.2}$$

Nous utilisons le modèle de microbulles sans propagation avec un faible niveau de pression. Le signal $x(t)$ est choisi comme le signal de référence décrit par l'équation 3.8 à la fréquence centrale du transducteur, c'est-à-dire un signal sinusoïdal apodisé par une fonction gaussienne. À la première itération, les paramètres du filtres sont initialisés et le signal $x(t)$ est transmis au milieu étudié. Puis, à partir du signal rétrodiffusé par la microbulle et de la fonction de coût choisie, le processus d'optimisation des paramètres est activé. À la seconde itération, le signal x est modifié par un filtre composé de nouveaux paramètres. Le processus d'optimisation est alors réitéré jusqu'à convergence d'une solution.

La figure 4.2 représente le signal de commande optimisé lorsque le processus a convergé. La forme de ce signal correspond, comme attendu, au signal rétrodiffusé par la microbulle retourné temporellement. Nous avons également décomposé le signal rétrodiffusé en composante linéaire et quadratique à l'aide d'un filtre autorégressif non-linéaire. Nous comparons la décomposition du signal d'entrée avec le signal de sortie.

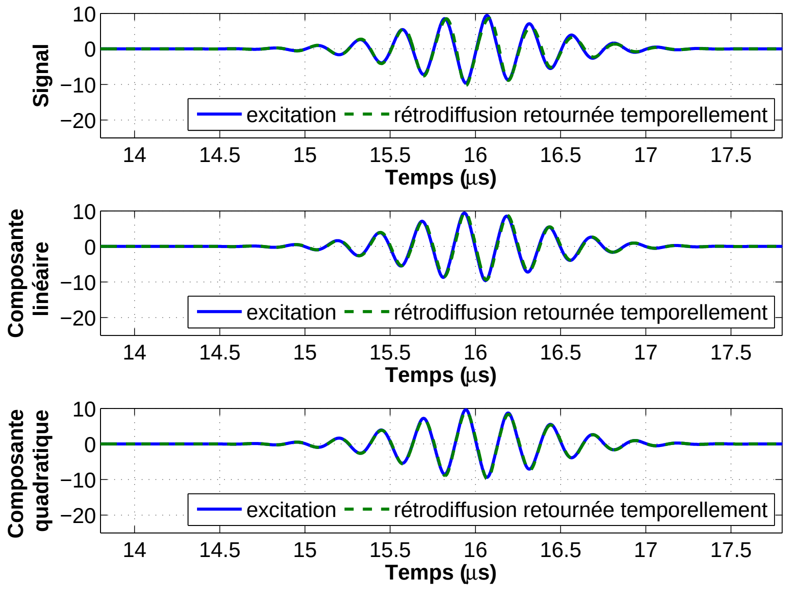


Figure 4.2 – Comparaison entre l'excitation après optimisation et le signal rétrodiffusé pour un système linéaire (en haut le signal d'excitation et le signal rétrodiffusé ; au milieu leurs expressions par des composantes linéaires d'un filtre autorégressif non-linéaire ; en bas leurs expressions par des composantes quadratiques d'un filtre autorégressif non-linéaire). L'axe des ordonnées correspond à des valeurs normalisées de pression.

Les résultats de la figure 4.2 montrent que la commande optimale propose une excitation qui correspond au retourné temporel du signal rétrodiffusé. Chaque composante de l'excitation est également le retourné temporel des composantes du signal rétrodiffusé. Ce résultat confirme les résultats bien connus du filtrage adapté (ou du retournement temporel).

4.3 Commande optimale de forme pour un milieu non-linéaire

Avant d'appliquer la méthode aux systèmes d'imagerie complet, nous continuons notre analyse.

4.3.1 Commande optimale de la rétrodiffusion

Nous remplaçons le système linéaire par un système non-linéaire. Ce système est toujours composé d'une microbulle sans tenir compte de la propagation. Cependant le niveau de pression incident excitant la microbulle est beaucoup plus élevé.

La figure 4.3 représente les mêmes signaux que la figure 4.2, mais en considérant ce système non-linéaire.

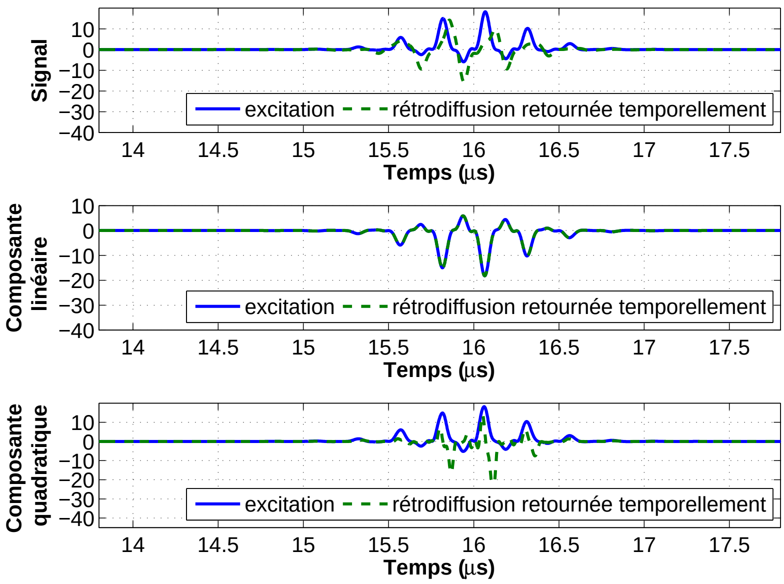


Figure 4.3 – Comparaison entre l'excitation après optimisation et le signal rétrodiffusé pour un système non-linéaire(en haut le signal d'excitation et le signal rétrodiffusé ; au milieu leurs expressions par des composantes linéaires d'un filtre autorégressif non-linéaire ; en bas leurs expressions par des composantes quadratiques d'un filtre autorégressif non-linéaire). L'axe des ordonnées correspond à des valeurs normalisées de pression.

Les résultats montrent qu'il est beaucoup plus difficile de les interpréter lorsque le système est non-linéaire. La composante linéaire de la décomposition nous montre que le signal d'excitation est exactement l'opposé de la composante linéaire de la rétrodiffusion. Si l'on compare avec le retournement temporel, notre méthode tente de prendre en compte des non-linéarités. Alors que le retournement temporel ne considère qu'une simple convolution décrite par l'équation 1.1, notre méthode étend ce concept par une décomposition telle que :

$$y(t) = \sum_{i=1}^{M} w_1(i)x(t-i) + \sum_{i=1}^{M}\sum_{j=i}^{M} w_2(i,j)x(t-i)x(t-j) + \dots \tag{4.3}$$

Finalement, notre approche adaptative indique que le signal optimal ne correspond pas aux signaux d'ordres supérieurs retournés. Ce concept est vérifié à l'ordre un, mais pour les ordres supérieurs. Une façon de détecter le degré de non-linéarités pourrait être de quantifier le critère de non-retournement temporel des ordres supérieurs.

4.3.2 Commande optimale de forme en imagerie par inversion d'impulsions

Nous nous plaçons maintenant dans un contexte d'imagerie harmonique de contraste où la fonction de coût à optimiser est le *CTR*. Le principe est décrit par le schéma 4.4. Pour s'affranchir du choix du signal x, nous proposons d'exciter le système par un bruit. Le modèle de simulation que nous utilisons est un modèle simplifié qui ne prend pas en compte la propagation et qui assimile le comportement du tissu à des diffuseurs graisseux. Ce dernier choix a été opéré pour avoir une référence.

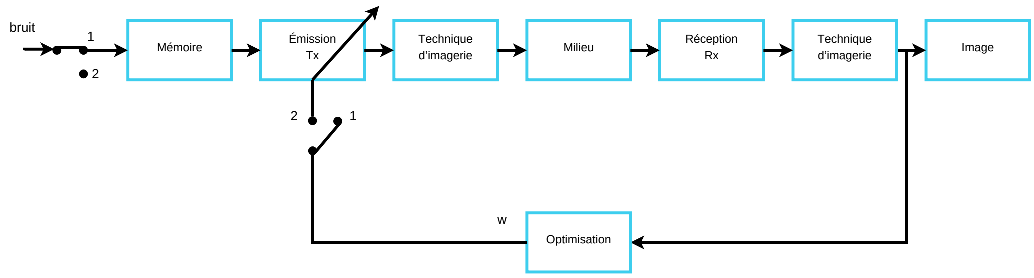


FIGURE 4.4 – Schéma fonctionnel de la commande optimale de forme en imagerie par inversion d'impulsions.

Nous répétons cette opération dix mille fois pour noter les valeurs de *CTR* obtenues sans optimisation. La figure 4.5 représente l'histogramme des mesures du *CTR* lorsque l'excitation est un bruit. Si la distribution des *CTR* est approchée par une distribution gaussienne de moyenne 26,7 dB et de variance 2 dB^2. Notez que lorsque l'excitation est une sinusoïde modulée par une gaussienne à la fréquence optimale $f_{0,opt}$ de 2,5 MHz, le CTR atteint son maximum de 30,44 dB (pour une excitation sinusoïdale). Lorsque l'entrée du système est une excitation sinusoïdale à la fréquence centrale f_c du transducteur (soit 3,5 MHz), alors le CTR atteint 26,18 dB.

À partir de l'histogramme, nous déduisons par la méthode de MONTE-CARLO qu'il est nécessaire de tester une centaine de bruits pour en trouver au moins un qui donne un CTR supérieur ou égal au CTR maximum obtenu par une excitation sinusoïdale (interrupteurs en position 1). Ce bruit « optimal » constitue le signal x.

À partir de ce bruit « optimal », l'optimisation des paramètres $\mathbf{w}$ est conduite en boucle fermée par l'algorithme de NELDER-MEAD pour maximiser le CTR (interrupteurs en position 2). La figure 4.6 représente cette optimisation où nous avons noté le CTR et les paramètres $\mathbf{w}$ en fonction des itérations k.

Le CTR atteint un maximum de 31,25 dB. Ce maximum est supérieur au CTR obtenu avec le bruit seul (30,47 dB), au CTR obtenu lorsque l'excitation sinusoïdale est à la fréquence optimale $f_{0,opt}$ et au CTR obtenu lorsque l'excitation est à la fréquence centrale f_c du transducteur. Le transducteur filtre le bruit autour de la fréquence f_c de 3,5 MHz. Alors qu'une excitation sinusoïdale de fréquence f_c ne permet d'obtenir qu'un CTR de 26,4 dB, notre méthode peut améliorer le CTR de 4,85 dB. Notez qu'à partir de tous les bruits (une centaine) qui maximisent un CTR supérieur à 30,47 dB, nous n'avons pas encore trouvé de facteurs communs temporels ou fréquentiels. Ce travail est en cours.

4.3.3 Conclusion

Notre technique permet de s'affranchir du choix de la famille de signaux. Il est alors possible de trouver une excitation aléatoire filtrée sous-optimale qui maximise le CTR sans aucune connaissance *a priori* difficilement accessible. Notez cependant qu'il est nécessaire de tester une centaine de signaux aléatoires pour en trouver un qui optimise fortement le CTR, soit une centaine pour dix mille signaux testés. Nous espérons réduire fortement ce nombre en identifiant des caractéristiques communes aux différents bruits qui ont maximisé le CTR.

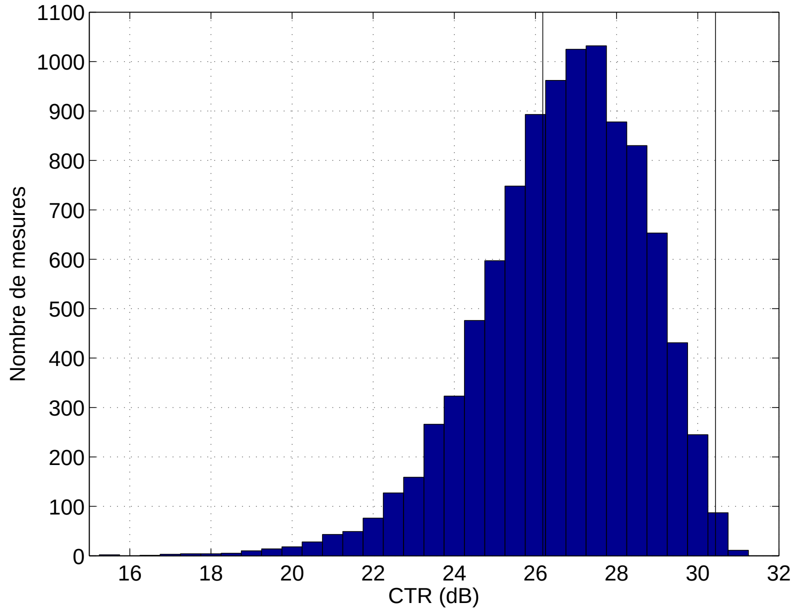


FIGURE 4.5 – Histogramme des mesures de CTR lorsque l'excitation est un bruit.

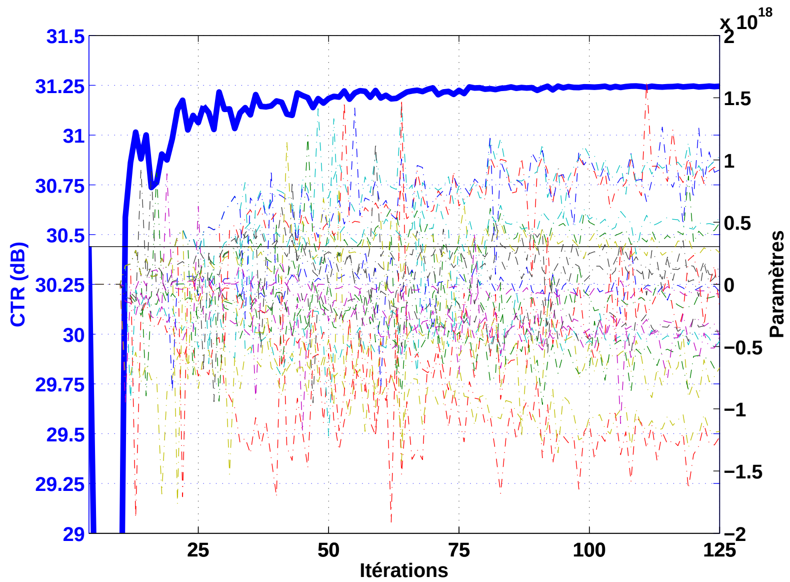


FIGURE 4.6 – Optimisation du CTR par la recherche de paramètres $\mathbf{w}$ qui décrivent la forme de l'excitation.

Troisième partie

Commande optimale de la réponse de transducteur

Chapitre 5

Commande optimale d'un transducteur ultrasonore capacitif micro-usiné

Depuis une vingtaine d'années, des alternatives à la piézoélectricité en matière de transduction sont apparues. L'une des technologies les plus prometteuses sont les transducteurs ultrasonores capacitifs micro-usinés [Haller et Khuri-Yakub, 1996, Sénégond, 2010], connus sous le nom de cMUT pour *capacitive Micromachined Ultrasound Transducers*. Ces dispositifs appartiennent à la famille des micro-systèmes et plus particulièrement celle des MEMS pour *Micro Electro Mechanical Systems*. Ils sont fabriqués à partir des procédés de la micro-électronique.

Le cMUT est constitué de plusieurs centaines (voir milliers) de micromembranes partiellement métallisées (de quelques dizaines de micromètres de diamètre) suspendues au dessus de cavités sous vide (figure 5.1).

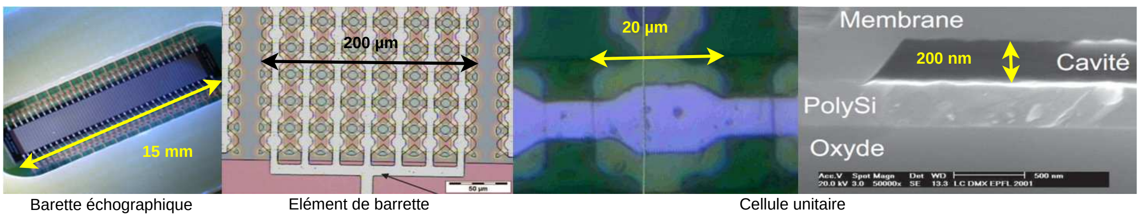


Figure 5.1 – Structure d'un cMUT à différente échelle.

En émission, l'application d'une tension alternative produit une force électrostatique engendrant le déplacement des membranes. L'ensemble des membranes produit alors une onde ultrasonore se propageant en face avant du capteur. À l'inverse, en réception, lorsqu'une onde ultrasonore arrive en face avant du capteur, celle-ci met en mouvement les membranes qui produisent une variation de charges aux bornes du capteur lorsqu'une tension de polarisation lui est appliquée.

Les potentiels d'innovation de ces capteurs par rapport aux technologies piézoélectriques classiques sont nombreux : fiabilité, production en masse, miniaturisation et intégration de l'électronique. Outre les avantages de fabrications, les cMUTs présentent de plus larges bandes passantes que les transducteurs piézoélectriques.

L'une des principales difficultés du cMUT est que la force électrostatique est proportionnelle au carré de la tension et au carré du déplacement des membranes. Celui-ci a donc un comportement fortement non-linéaire, ce qui se traduit par une apparition d'harmoniques dans l'onde ultrasonore générée. L'imagerie harmonique est ainsi compromise. Dans ce chapitre, nous cherchons donc à réduire la non-linéarité au niveau du déplacement d'une seule cellule dans le contexte de l'imagerie harmonique par commande optimale (figure 5.2).

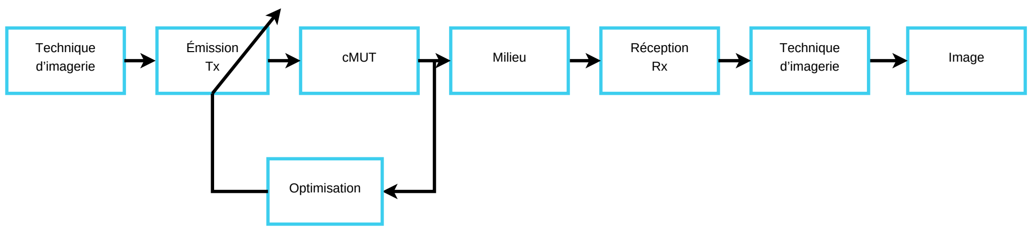


FIGURE 5.2 – Schéma fonctionnelle de la commande optimale du cMUT dans le contexte de l'imagerie harmonique.

Quelques méthodes [Zhou *et al.*, 2004, Novell *et al.*, 2009] ont été proposées pour réduire le deuxième harmonique à la sortie du cMUT. Les deux méthodes consistent à envoyer la somme de deux sinusoïdes de fréquences différentes dont leurs amplitudes et leurs phases sont correctement choisies. La première méthode excite le cMUT avec deux composantes à f_0 et $2f_0$, alors que pour la seconde méthode, les deux composantes sont à f_0 et $3f_0$. Le second harmonique à la sortie du cMUT est réduit pour un choix des amplitudes et de la phase du signal déterminées empiriquement. La détermination empirique des paramètres du signal émis est un handicap majeur lorsqu'il s'agit de transmettre des signaux codés (en phase ou en fréquence) plus compliqués que de simples sinusoïdes. Pour remplacer à terme les transducteurs piézoélectriques par des transducteurs cMUT, il faut pouvoir proposer aux différents constructeurs de systèmes d'imagerie toute la panoplie de codages existants que ce soit en imagerie tissulaire ou de produit de contraste. Aujourd'hui, ce n'est pas le cas puisque la compensation des non-linéarités du cMUT est réalisée empiriquement. Le challenge que nous souhaitons relever ici est de pouvoir proposer des excitations capables de compenser les effets indésirables pour les techniques de codage existantes. Pour atteindre cette objectif, il nous faut pouvoir compenser automatiquement et adaptativement l'excitation, c'est-à-dire la commande.

Dans ce chapitre, nous proposerons une méthode qui recherche la commande optimale du cMUT pour que la sortie atteigne un signal cible. Nous avons développé deux approches : une méthode récursive et une méthode itérative. Nous commencerons par décrire le cMUT, puis nos différentes méthodes. Enfin nous présenterons nos résultats de simulation que nous discuterons.

5.1 Matériel : simulation d'un cMUT

L'un des modèles développé au laboratoire par Nicolas Sénégond et Dominique Certon [Sénégond, 2010] consiste en une approximation de la cellule par un système masse-ressort amorti ayant les caractéristiques d'un condensateur plan à espace inter-électrode variable (figure 5.3) [Lohfink et Eccardt, 2005].

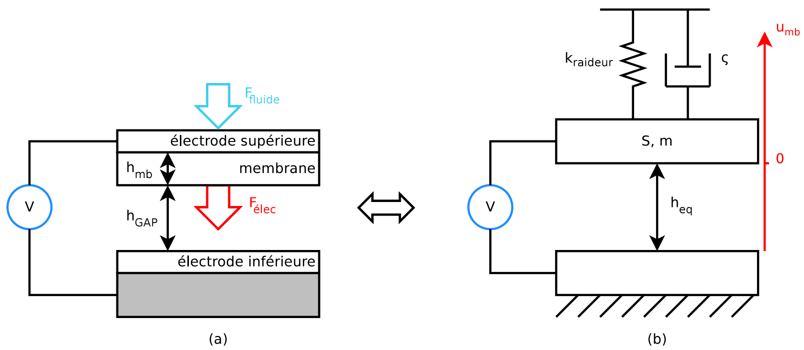


Figure 5.3 – Schéma équivalent du premier ordre d'un transducteur capacitif

Dans le but d'éviter les court-circuits, l'électrode supérieure est déposée sur la membrane de nitrure de silicium (SiN) dont la permittivité électrique relative est ε_{mb}. La hauteur équivalente du condensateur est décrite par l'équation suivante :

$$h_{eq} = h_{GAP} + \frac{h_{mb}}{\varepsilon_{mb}}. \tag{5.1}$$

Le déplacement de la membrane est traduit à partir du principe fondamental de la dynamique :

$$m_{mb}\ddot{u_{mb}} = F_{élec} + F_{fluide} - 2\zeta\dot{u_{mb}} - k_{raideur}\left(u_{mb} - h_{eq}\right). \tag{5.2}$$

où la force électrostatique $F_{élec}$ est proportionnelle au carré de la tension et au carré du déplacement u_{mb} de la membrane telle que :

$$F_{élec} = -\frac{1}{2}\frac{\varepsilon_0 S V^2}{2u_{mb}^2}. \tag{5.3}$$

La force du fluide F_{fluide} découle du rayonnement sur lui-même d'un piston à baffle rigide dans un espace semi-infini par l'intégrale de RAYLEIGH [Stepanishen, 1978, Lingvall, 2004]. Cette équation est résolue temporellement par la méthode de RUNGE-KUTTA à l'ordre quatre avec les paramètres suivants pour avoir un comportement réaliste d'une membrane :

$$\underbrace{\begin{cases} h_{GAP} & = 200 \text{ nm} \\ h_{mb} & = 400 \text{ nm} \\ \varepsilon_0 & = 8{,}85 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1} \\ \varepsilon_{mb} & = 7{,}5 \\ S & = 10^{-10} \text{ m}^2 \end{cases}}_{\text{paramètres mesurés}} \quad \text{et} \quad \underbrace{\begin{cases} m_{mb} & = 15 \cdot 10^{-13} \text{ kg} \\ k_{raideur} & = 1900 \text{ N} \cdot \text{m}^{-1} \\ \zeta & = 7 \cdot 10^{-9} \end{cases}}_{\text{paramètres estimés}}$$

Pour ces paramètres de fonctionnement, la fréquence de résonance $f_{rés}$ théorique de la membrane est identifiée à 5,6 MHz.

Bien que ce modèle exprime davantage le comportement moyen de la cellule, il n'en présente pas moins les caractéristiques non-linéaires du cMUT ainsi que le phénomène de *collapse*. Le *collapse* consiste en l'effondrement de la membrane sur le fond de la cavité du fait d'un équilibre instable entre les forces de raideurs de la membrane et la force électrostatique.

Compte tenu que la force électrostatique $F_{élec}$ soit proportionnelle à la tension électrique au carré, une tension de polarisation continue est ajoutée à la tension aux bornes du cMUT. Cette tension continue permet ainsi de limiter les non-linéarités du système. Nous avons choisi une tension de polarisation à 65% de la tension de *collapse* pour offrir le meilleur compromis entre le déplacement u_{mb} de la membrane et le taux d'harmoniques générées [Sénégond, 2010, p. 164].

Cette étude se situe dans le contexte d'une imagerie harmonique. Compte tenu de la largeur de la bande passante en réception, il est d'usage d'utiliser une excitation dont la fréquence est inférieure à la fréquence centrale f_c du transducteur et donc inférieure à la fréquence de résonance $f_{rés}$ du cMUT. Dans ce cadre, deux comportements du cMUT ont été identifiés : un régime forcé où la fréquence d'excitation est très inférieure à la fréquence de résonance $f_{rés}$ du cMUT et un régime dit intermédiaire à la moitié de la fréquence de résonance $f_{rés}$ du cMUT. Ces comportements sont résumés dans la figure 5.4.

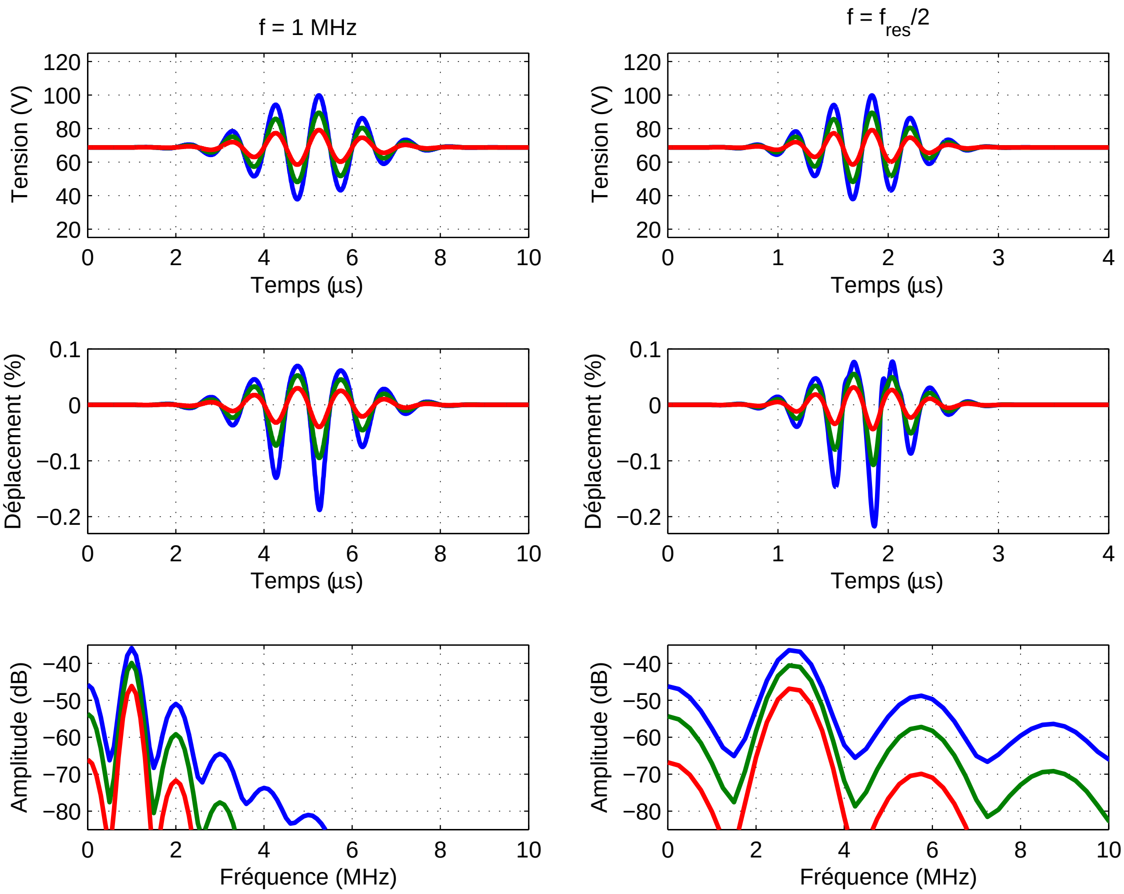


FIGURE 5.4 – Commande du cMUT pour différentes fréquences et différentes tensions (20% en rouge, 40% en vert et 60% en bleu de la tension de *collapse*), sur la première ligne. Déplacement u_{mb} associé de la membrane par rapport à la taille de la cavité, sur la deuxième ligne. Spectre du déplacement u_{mb} des membranes sur la troisième ligne.

5.2 Méthodes

Le principe de la commande optimale est décrit en figure 5.5 où l'objectif est de minimiser l'erreur quadratique e^2 entre le signal cible et la sortie y du cMUT :

$$\min_{\mathbf{h}}(e^2) = \min_{\mathbf{h}} \left[(x-y)^2\right] \tag{5.4}$$

Il s'agit donc d'un pré-réglage effectué chez le constructeur avant toute utilisation clinique.

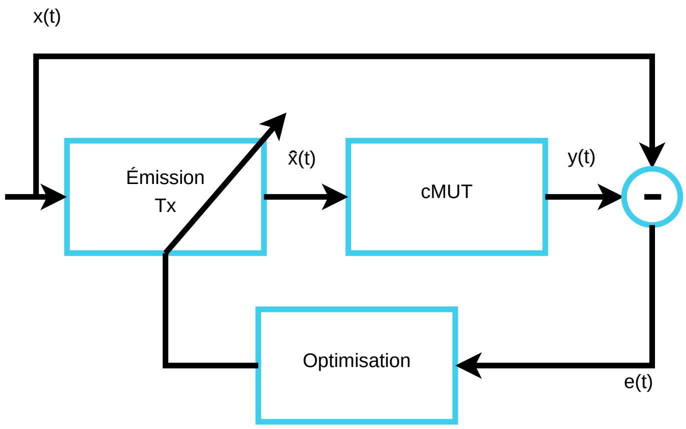


Figure 5.5 – Schéma fonctionnel de la commande optimale du cMUT pour atteindre un signal cible x en sortie.

La commande optimale reprend le principe d'un modèle autorégressif non-linéaire d'ordre trois et de mémoire M. Le signal d'entrée $\hat{x}$ du cMUT est construit à partir de paramètres et du signal cible à atteindre tel que :

$$\begin{aligned} \hat{x}(t) = \sum_{i=1}^{M} h_1(i)x(t-i) &+ \sum_{i=1}^{M}\sum_{j=i}^{M} h_2(i,j)x(t-i)x(t-j) \\ &+ \sum_{i=1}^{M}\sum_{j=i}^{M}\sum_{k=j}^{M} h_3(i,j,k)x(t-i)x(t-j)x(t-k) \end{aligned} \tag{5.5}$$

Afin de réduire le nombre de degrés de liberté de la commande, nous nous restreignons à la mémoire trois, ce qui se traduit par une optimisation à dix-neuf paramètres en considérant que les noyaux **h** sont symétriques [Lacoume *et al.*, 1997].

5.2.1 Commande optimale récursive

La méthode récursive utilise l'algorithme des moindres carrés récursifs (en anglais *RLS* pour *Recursive Least Squares*). Le filtre minimise l'erreur e entre le signal cible x et la sortie y du cMUT telle que :

$$e_t = x_t - y_t, \tag{5.6}$$

où y est la réponse du cMUT à l'excitation $\hat{x}$. Le signal $\hat{x}$ d'entrée est décrit matriciellement par l'équation suivante :

$$\hat{x}_t = \mathbf{x}_t^T \mathbf{h}_{t-1}, \tag{5.7}$$

où ^{T} est le symbole de la transposée et

$$\mathbf{x}_t = [x_t, x_{t-1}, \ldots, x_{t-M+1}, x_t^2, x_t x_{t-1}, \ldots, x_{t-m+1}^2, x_t^3, x_t^2 x_{x-1}, \ldots, x_{t-M+1}^3]^T,$$

$$\mathbf{h} = [h_1(0), h_1(1), \ldots, h_{M+1}, h_2(0,0), h_2(0,2), \ldots, h_2(M-1, M-1), \\ h_3(0,0,0), h_3(0,0,1), \ldots, h_3(M-1, M-1, M-1)]^T.$$

Nous obtenons les coefficients du filtre h [Michaut, 1992] par l'équation suivante :

$$h_t = h_{t-1} + K_t e_t x_t, \tag{5.8}$$

avec

$$\begin{cases} K_t = \frac{1}{\lambda_o}\left(K_{t-1} - s(v_t v_t^T)\right) \\ s = \qquad \frac{1}{\lambda_o + x_t^T v_t} \\ v_t = \qquad K_{t-1} x_t \end{cases} \tag{5.9}$$

où $\lambda_o = 0{,}999$ est le facteur d'oubli qui offre les meilleures performances.

5.2.2 Commande optimale itérative

Cette deuxième méthode calcule une erreur quadratique moyenne *MSE* pour l'ensemble d'un signal

$$MSE = \mathbb{E}\left((x-y)^2\right) \tag{5.10}$$

À l'aide de l'algorithme de Nelder-Mead, le réglage des dix-neuf paramètres minimise l'erreur quadratique moyenne *MSE* à chaque nouvelle itération. Ainsi lors d'une itération, l'algorithme propose des nouvelles valeurs pour les paramètres. Cette solution est envoyée dans le cMUT afin de mesurer l'erreur quadratique moyenne *MSE*. À partir de cette mesure, l'algorithme propose de nouvelles valeurs.

5.3 Commande optimale de l'excitation codée pour les cMUTs

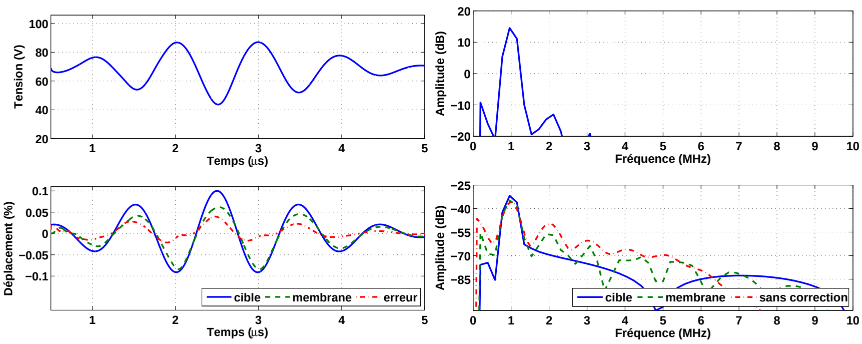
Nous nous plaçons dans le contexte de l'imagerie harmonique. Puisqu'il existe de nombreuses techniques d'imagerie avec des excitations codées, nous restreignons volontairement les techniques d'imagerie au nombre de trois : l'imagerie du second harmonique, l'imagerie par inversion d'impulsions et l'imagerie par retournement de *chirps*. Ces différents cas seront analysés en simulation.

5.3.1 Commande optimale pour l'imagerie du second harmonique

Nous nous plaçons dans le contexte de l'imagerie de second harmonique. Compte tenu de la bande passante en réception, la fréquence de l'excitation est inférieure à la fréquence centrale f_c du transducteur.

Dans le cadre de la commande optimale récursive, nous nous proposons d'atteindre un point cible issu d'un signal de fréquence de 1 MHz et dont l'amplitude représente un déplacement u_{mb} de la membrane de $\pm 10\%$ de la taille de la cavité. La figure 5.6 représente, à gauche, le signal d'excitation en haut et la sortie du cMUT comparé au signal cible en bas ; à droite, nous avons représenté les spectres de ces signaux, ainsi que le spectre de la sortie du cMUT en absence d'optimisation.

Après optimisation, la sortie n'a pas tout à fait atteint le signal cible, mais le résultat est quand même satisfaisant. Il existe encore une erreur spectrale non négligeable surtout pour les composantes harmoniques. Nous proposons deux explications. La première est sans doute liée à un choix de mémoire trop faible du filtre ; la seconde est probablement liée au fait qu'il n'y ait pas assez d'informations disponibles pour réaliser l'optimisation point à point. Pour corriger cet effet, nous proposons



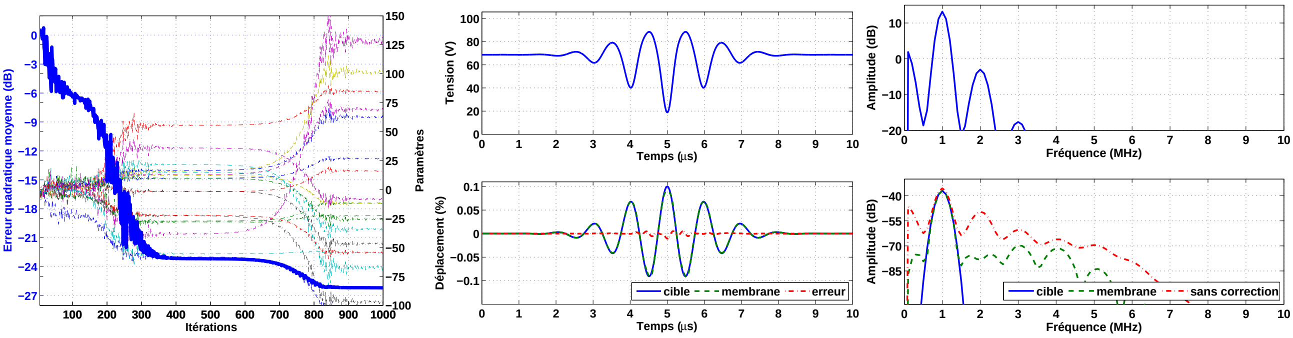
(a) (b)

FIGURE 5.6 – Simulation de l'optimisation de la sortie de cMUT lorsque le signal cible à atteindre est un signal sinusoïdal de 1 MHz et d'amplitude représentant un déplacement u_{mb} de la membrane de $\pm 10\%$ de la taille de la cavité. (a) Commande du cMUT en haut. Sortie du cMUT normalisée par rapport à la taille de la cavité, signal cible et erreur en bas. (b) Spectre de la commande du cMUT en haut. Spectre du signal cible et de la sortie du cMUT avant et après optimisation en bas.

une méthode qui calcule le signal de commande dans son ensemble (commande optimale itérative). Une optimisation sera réalisée en transmettant un signal complet au cMUT et en recherchant un signal cible et non plus une cible composée d'un seul point.

La figure 5.7 présente les résultats de l'optimisation itérative lorsque le signal cible est un cosinus modulé par une gaussienne de fréquence 1 MHz et dont l'amplitude représente un déplacement u_{mb} de la membrane de $\pm 10\%$ de la taille de la cavité. La figure 5.7 (gauche) représente l'erreur quadratique moyenne MSE au cours des itérations k et les paramètres qui décrivent le signal d'excitation. La figure 5.7 (au centre) représente le signal d'excitation (en haut) et la sortie du cMUT et sa cible (en bas). Enfin la figure 5.7 (droite) représente les spectres de ces signaux ainsi que la sortie du cMUT en absence d'optimisation.

Cette méthode d'optimisation permet d'atteindre beaucoup plus fidèlement le signal cible au regard des résultats obtenus par la commande optimale récursive. L'erreur atteint -25 dB après mille itérations. La commande est asymétrique en amplitude puisque les amplitudes positives sont plus petites que les amplitudes négatives. Ceci correspond au fait que la membrane est tirée vers le fond de la cavité, sachant qu'il est plus difficile de pousser la membrane vers l'extérieur que vers l'intérieur. L'algorithme propose alors des tensions très inférieures à la tension de polarisation. Ce phénomène se traduit spectralement par une excitation du cMUT comportant du deuxième et du troisième harmonique. En sortie du cMUT, les



(a) (b) (c)

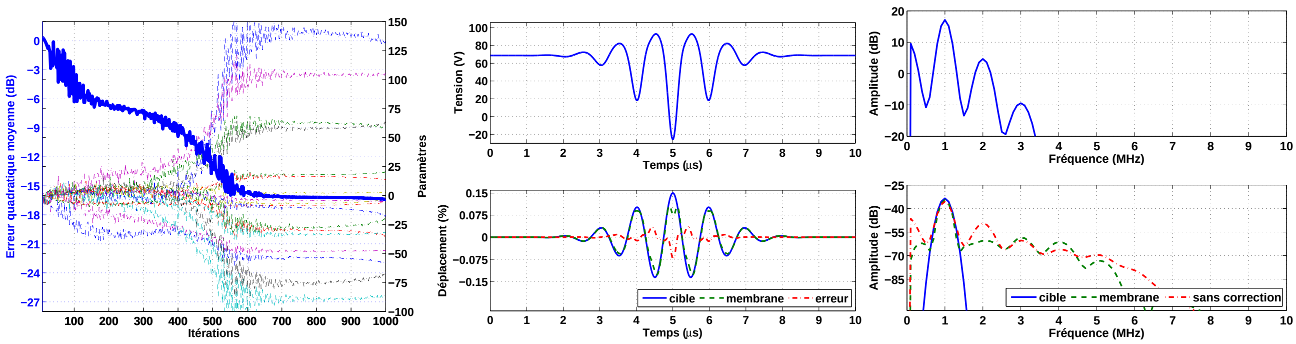
FIGURE 5.7 – Simulation de l'optimisation de la sortie de cMUT lorsque le signal cible à atteindre est un signal sinusoïdal de 1 MHz et d'amplitude représentant un déplacement u_{mb} de la membrane de $\pm10\%$ de la taille de la cavité. (a) Erreur quadratique moyenne *MSE* entre le signal cible et le déplacement u_{mb} de la membrane au cours des itérations k avec les paramètres d'entrée du système. (b) Commande du cMUT en haut. Sortie du cMUT normalisée par rapport à la taille de la cavité, signal cible et erreur en bas. (c) Spectre de la commande du cMUT en haut. Spectre du signal cible et de la sortie du cMUT avant et après optimisation en bas.

composantes harmoniques sont fortement réduites de 25 dB pour l'harmonique deux. Les performances sont alors similaires aux techniques de compensation existantes. Cependant notre méthode est automatique et ne comprend pas de réglages très précis des paramètres. En effet, leurs valeurs peuvent légèrement changer sans compromettre un grand changement de l'erreur quadratique moyenne *MSE*. Notez que la solution de l'excitation proposée a la même forme que la solution qui optimise l'erreur entre un signal cible et la pression proposée par OGUZ *et al.* [Oguz *et al.*, 2010].

Le second objectif de la commande optimale est d'atteindre un signal cible avec l'amplitude maximale. En effet, plus l'amplitude est importante et plus la pression acoustique de l'onde générée pourra être importante tout en limitant le nombre de cellules constituant le cMUT. Le nouveau signal cible est donc à la même fréquence de 1 MHz, mais son amplitude représente un déplacement u_{mb} de la membrane de $\pm15\%$ de la taille de la cavité. La figure 5.8 répresente les résultats de cette nouvelle commande optimale.

La sortie du cMUT est dans ce cas fidèle à l'exception de la plus forte amplitude positive qui est écrêtée. En effet, il devient alors physiquement impossible d'obtenir un déplacement u_{mb} de la membrane vers l'extérieur avec cette amplitude. Cependant spectralement, même si les performances sont moins bonnes, la réduction du second harmonique est tout de même de 10 dB.

Nous avons également calculé la commande optimale pour un signal cible de fréquence égale à la moitié de la fréquence de résonance $f_{rés}$. Les performances sont



(a) (b) (c)

FIGURE 5.8 – Simulation de l'optimisation de la sortie de cMUT lorsque le signal cible à atteindre est un signal sinusoïdal de 1 MHz et d'amplitude représentant un déplacement u_{mb} de la membrane de $\pm 15\%$ de la taille de la cavité. (a) Erreur quadratique moyenne *MSE* entre le signal cible et le déplacement u_{mb} de la membrane au cours des itérations k avec les paramètres d'entrée du système. (b) Commande du cMUT en haut. Sortie du cMUT normalisée par rapport à la taille de la cavité, signal cible et erreur en bas. (c) Spectre de la commande du cMUT en haut. Spectre du signal cible et de la sortie du cMUT avant et après optimisation en bas.

similaires. Les résultats sont déplacés en annexe D (p. 161).

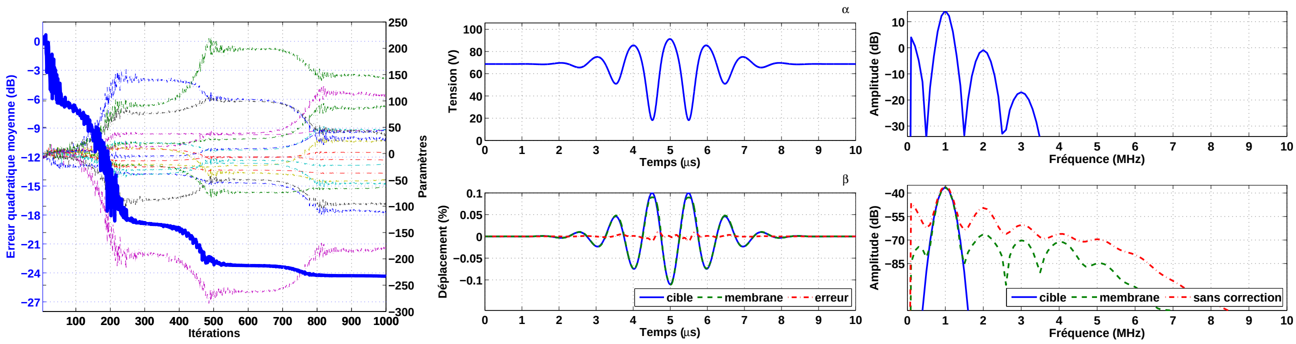
5.3.2 Commande optimale pour l'imagerie par inversion d'impulsions

Dans un contexte d'imagerie par inversion d'impulsions, il est important de pouvoir proposer deux commandes optimales pour les deux excitations nécessaires à l'inversion d'impulsions. La première commande optimale ayant été calculée précédemment, nous reproduisons la recherche de la commande optimale mais avec un signal cible déphasé de 180°.

Les résultats sont présentés de la même manière en figure 5.9.

Le signal cible est de nouveau correctement atteint, mais avec une erreur légèrement plus grande. La commande optimale est réalisée par une méthode non-linéaire qui nécessiterait peut-être davantage d'itérations. Cependant l'algorithme propose tout de même une excitation différente de la solution proposée en figure 5.7, ce qui laisse la possibilité d'utiliser le cMUT avec des excitations codées. Chacune des commandes optimales est mémorisée dans le système échographique pour ensuite être utilisée en imagerie par inversion d'impulsions avec les cMUTs.

Lorsque le signal cible a une fréquence correspondante à la moitié de la fréquence de résonance $f_{rés}$, les performances sont similaires et déplacées en annexe D (p. 161).

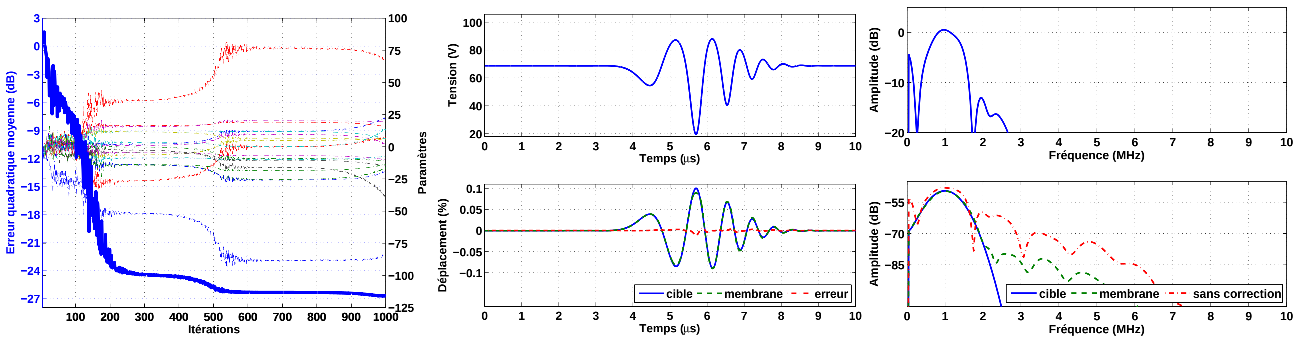


(a) (b) (c)

FIGURE 5.9 – Simulation de l'optimisation de la sortie de cMUT, lorsque le signal cible à atteindre est un signal sinusoïdal de 1 MHz, en opposition de phase par rapport au signal cible présenté en figure 5.7b, et d'amplitude représentant un déplacement u_{mb} de la membrane de $\pm 10\%$ de la taille de la cavité. (a) Erreur quadratique moyenne *MSE* entre le signal cible et le déplacement u_{mb} de la membrane au cours des itérations k avec les paramètres d'entrée du système. (b) Commande du cMUT en haut. Sortie du cMUT normalisée par rapport à la taille de la cavité, signal cible et erreur en bas. (c) Spectre de la commande du cMUT en haut. Spectre du signal cible et de la sortie du cMUT avant et après optimisation en bas.

5.3.3 Commande optimale pour l'imagerie par retournement de *chirps*

Dans le but de montrer que notre méthode peut fonctionner avec un signal cible de notre choix, nous proposons une méthode d'imagerie où le signal cible est plus compliqué avec une sinusoïde modulée en fréquence. Nous nous plaçons alors dans le contexte de l'imagerie par retournement de *chirps* [Bouakaz, 2008].



(a) (b) (c)

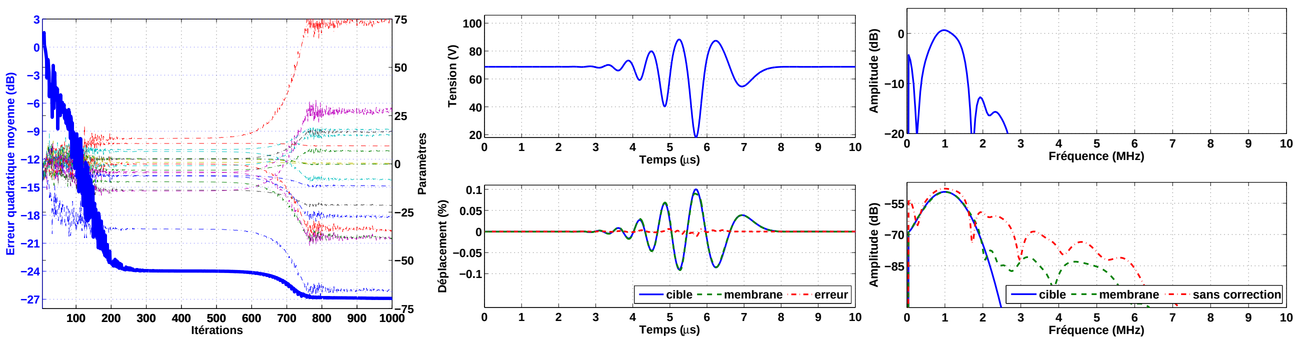
FIGURE 5.10 – Simulation de l'optimisation de la sortie de cMUT, lorsque le signal cible à atteindre est un signal sinusoïdal modulé en fréquence où $f_0 = 1$ MHz et $\beta_1 = 20$ GHz/s, et d'amplitude représentant un déplacement u_{mb} de la membrane de $\pm 10\%$ de la taille de la cavité. (a) Erreur quadratique moyenne *MSE* entre le signal cible et le déplacement u_{mb} de la membrane au cours des itérations k avec les paramètres d'entrée du système. (b) Commande du cMUT en haut. Sortie du cMUT normalisée par rapport à la taille de la cavité, signal cible et erreur en bas. (c) Spectre de la commande du cMUT en haut. Spectre du signal cible et de la sortie du cMUT avant et après optimisation en bas.

Le premier signal cible est centré à la fréquence de 1 MHz et modulé avec un coefficient de modulation linéaire de 20 GHz/s, ce qui correspond à un fort coefficient de modulation. Le deuxième signal cible a un coefficient de modulation opposé.

Cette optimisation est présentée en figure 5.10 de la même manière que les autres cas, mais où le signal cible est modulé en fréquence.

L'erreur quadratique moyenne *MSE* atteint -25 dB avec une sortie du cMUT qui atteint correctement le signal cible. Spectralement la commande optimale permet de réduire considérablement les fréquences harmoniques.

Pour obtenir les deux commandes optimales nécessaires à la méthode d'imagerie, nous optimisons avec le signal cible de coefficient de modulation opposé. Là encore, la méthode propose une solution qui atteint correctement le signal cible.



(a) (b) (c)

FIGURE 5.11 – Simulation de l'optimisation de la sortie de cMUT, lorsque le signal cible à atteindre est un signal sinusoïdal modulé en fréquence où $f_0 = 1$ MHz et $\beta_1 = -20$ GHz/s, et d'amplitude représentant un déplacement u_{mb} de la membrane de $\pm 10\%$ de la taille de la cavité. (b) Commande du cMUT en haut. Sortie du cMUT normalisée par rapport à la taille de la cavité, signal cible et erreur en bas.(a) Erreur quadratique moyenne *MSE* entre le signal cible et le déplacement u_{mb} de la membrane au cours des itérations k avec les paramètres d'entrée du système. (c) Spectre de la commande du cMUT en haut. Spectre du signal cible et de la sortie du cMUT avant et après optimisation en bas.

La recherche itérative de la commande optimale peut fonctionner avec les méthodes d'imagerie utilisant la modulation de fréquence. Si l'objectif est de faire de l'imagerie harmonique par *chirp*, la commande optimale n'est constituée que de l'excitation proposée dans la figure 5.10b. Si l'objectif est de faire de l'imagerie par renversement de signaux modulés en fréquence, il suffit de mémoriser les deux commandes optimales que nous avons présentées dans cette section.

Lorsque le signal cible a une fréquence centrée correspondant à la moitié de la fréquence de résonance et est de même coefficient de modulation, les performances sont proches (annexe D, p. 161).

5.4 Conclusion

Notre méthode permet d'atteindre un signal cible à la sortie d'un système, comme le cMUT, en choisissant correctement le signal d'entrée. Cette cible peut être librement choisie sans altérer les performances. L'avantage de notre méthode est d'offrir une solution déterminée automatiquement à partir d'un nombre restreint de paramètres. L'excitation optimale compense les non-linéarités du cMUT à sa sortie. Toutefois l'amplitude du signal cible ne peut dépasser un seuil. Le comportement de la membrane semble être la cause principale des non-linéarités. Si la membrane du cMUT ne peut physiquement pas atteindre le déplacement u_{mb} souhaité, il n'est plus possible de proposer une excitation qui corrige les non-linéarités.

L'étape suivante consistera à tester notre méthode avec plusieurs membranes cMUT tant en simulation qu'expérimentalement. Cependant les résultats sont encourageants.

Conclusion

Les systèmes d'imagerie médicale ultrasonore existants ont, jusqu'à présent, pu progresser et présenter des images de meilleures qualités grâce à une meilleure sensibilité des systèmes et à des post-traitements.

Dans cette thèse, nous nous sommes focalisés non pas sur ces post-traitements mais plutôt sur la commande optimale de l'excitation du système d'imagerie. L'objectif ambitieux, que nous nous sommes fixés, était de rechercher cette commande qui optimise un critère dans le système (le contraste par exemple) à l'aide d'une rétroaction. Jusqu'à présent, il n'existait pas ou peu de solutions adaptées à l'imagerie ultrasonore. Les rares méthodes proposées amélioraient seulement un critère sans toutefois atteindre l'optimale. De plus, il n'était possible d'atteindre l'optimum que de manière empirique.

Notre première contribution majeure a été de simplifier la complexité du problème standard de la commande optimale en proposant plutôt des approches paramétriques sous-optimales réalistes. Désormais nos méthodes ont l'avantage de proposer l'optimum et de manière automatique. L'ubiquité potentielle de nos méthodes de commande optimale porte également sur quelques propriétés avantageuses dont voici une liste non exhaustive :

1. le réglage de la commande n'est plus un choix manuel et difficile pour le constructeur ou le médecin puisque la méthode propose d'elle-même un réglage optimal garantissant les meilleures conditions d'utilisation ;

2. aucune connaissance du système ou du milieu exploré n'est nécessaire puisque la méthode s'adapte d'elle-même aux conditions d'utilisation, aux variations du système ou du milieu durant l'examen ;

3. l'optimisation d'un critère est garantie à tout moment de l'examen.

Trois étapes de la mise en œuvre du bouclage constitue l'essentiel de la difficulté et la réussite de la recherche de la commande optimale :

1. la fonction de coût $J(\theta)$ doit décrire correctement l'objectif ;
2. les variables θ qui définissent la commande doivent influencer la fonction de coût ;
3. l'algorithme doit être suffisamment robuste pour trouver le maximum global et il doit être suffisamment rapide.

En répondant correctement à ces trois points, le principe de la commande optimale peut s'appliquer dans un grand nombre de cas. En effet, la fonction de coût est, en absolue, indépendante du modèle de simulation ou de l'expérience, puisque elle ne prend en compte, de façon itérative, que les mesures des signaux en entrée et en sortie de la chaîne d'imagerie. Nous avons d'abord appliqué ce principe aux systèmes d'imagerie harmonique. Ensuite, un autre résultat majeur de notre approche est qu'elle lève un verrou technologique d'une importance considérable. En effet, nos méthodes vont permettre une utilisation plus large des transducteurs capacitifs cMUTs en imagerie ultrasonore codée qui était encore inaccessible aujourd'hui. Enfin, nous imaginons une application dans l'ensemble de l'imagerie et en particulier pour l'imagerie Doppler.

Une implémentation immédiate dans les imageurs du commerce n'est pas directement exploitable, puisqu'il est nécessaire de disposer d'un générateur de signaux analogique programmable. Cependant, grâce au développent croissant de l'électronique, l'exploitation de nos techniques dans de nouveaux systèmes d'imagerie ultrasonore sera un défi majeur pour les entreprises innovantes pour la prochaine décennie.

Pour notre part, nous envisageons également l'utilisation d'algorithmes qui permettront une vitesse de convergence plus rapide. Dans le même objectif, nous proposerons une réduction du nombre de paramètres sans réduire le degré de liberté de la forme de la commande. Ce point permettra de réduire le nombre de mesures par itération.