

Compensation de défauts d'intermodulation sur signal analytique par modélisation comportementale avec dépendance en fréquence instantanée

Stanislas DUBOIS^{1,2} Bruno LELONG¹ Jean-Michel HODÉ¹ Guillaume FERRÉ² Dominique DALLET²

¹Thales DMS, Elancourt, France

²Univ. Bordeaux, CNRS, Bordeaux INP, IMS, UMR 5218, F-33400, Talence, France

Résumé – Cet article traite de la compensation de défauts de non-linéarité de systèmes électroniques actifs (amplificateurs, CANs) par modélisation comportementale. Dans un contexte applicatif de radar aéro-porté, la bande instantanée du signal traité est relativement faible devant sa fréquence d'échantillonnage. Ceci associé à un plan de fréquences judicieux, permet de ne considérer dans nos traitements que des défauts de non-linéarité d'intermodulation proche-porteuse entre les différentes composantes spectrales du signal reçu. Ce dernier étant obtenu en sortie d'un premier traitement numérique de démodulation amplitude/phase, le modèle de défauts du système non-linéaire s'applique donc sur signal analytique. Nous proposons dans ce papier d'ajouter à un modèle classique de la littérature une dépendance en fréquence instantanée, traduisant un certain effet mémoire. Après identification du modèle sur un système non-linéaire (ici un CAN), des résultats de linéarisation montrent une amélioration de la dynamique instantanée pouvant aller jusqu'à 10 dB entre le modèle initial et le modèle proposé, et ce tout en conservant une complexité calculatoire très faible pour un traitement embarqué.

Abstract – This paper deals with the mitigation of non-linearity defects of active electronic systems (amplifiers, ADCs) by behavioral modeling. In an airborne radar context of application, the instantaneous bandwidth of the processed signal is relatively small compared to its sampling frequency. This, associated with a judicious frequency plan, makes it possible to consider in our processing only defects of near-carrier intermodulation non-linearity between the different spectral components of the received signal. The latter being obtained at the output of a first digital amplitude/phase demodulation processing, the model of defects of the non-linear system is therefore applied to the analytical signal. We propose in this paper to add to a well-known model of the literature an instantaneous frequency dependence, reflecting a certain memory effect. After identification of the model on a non-linear system (here an ADC), linearization results show an improvement in the instantaneous dynamics of up to 10 dB between the initial model and the proposed model, while maintaining a complexity very low calculation for embedded processing.

1 Introduction

La compensation de défauts de non-linéarité par modélisation comportementale se fait en trois étapes. La première consiste, après une phase de caractérisation ayant pour objectif de mettre en exergue le comportement non-linéaire du système étudié dans l'environnement d'intérêt (fréquence, niveau, température), à définir un modèle comportemental permettant de reproduire le comportement observé. Ce choix du modèle réside en un compromis entre la fidélité de la reproduction du comportement non-linéaire du système étudié, et la complexité calculatoire de son implémentation. La deuxième étape est l'identification des paramètres du modèle. Ces paramètres fixent le comportement non-linéaire du système d'étude au regard de l'environnement dans lequel s'effectue le calibrage. La méthode d'identification exploite en général la nature du signal utilisé pour le calibrage (signal cohérent simple ton, multi tons, ou signal stochastique, comme du bruit blanc). La dernière étape est la linéarisation en elle-même. La correction consiste alors à reconstruire les défauts selon le modèle identifié, avant de les soustraire au signal en sortie du système à linéariser, de façon à les compenser.

Dans cet article, nous proposons une extension d'un modèle de distorsion polynomial complexe. Ce modèle est

utilisé dans la littérature pour la compensation de défauts d'intermodulation proche-porteuse sur signal analytique [4, 2]. L'ajout fait à ce modèle consiste en la prise en compte de la variation des défauts de non-linéarité d'un signal avec la fréquence moyenne des différentes composantes spectrales qui le constituent, soit sa fréquence instantanée.

Nous développons ainsi dans un premier temps la formulation de ce nouveau modèle, et plus particulièrement l'expression de cette dépendance en fréquence instantanée à partir de la dérivée du signal traité. Une méthode adaptée à l'identification des paramètres de ce modèle est ensuite présentée, par mesure dans le domaine spectral sur des signaux composites deux-tons. Un banc de mesure est ensuite introduit, afin de valider expérimentalement le modèle et son identification, en les appliquant à la linéarisation d'un CAN (Convertisseur Analogique Numérique). Des résultats de linéarisation viennent conclure cette partie.

Le modèle proposé a été breveté en 2015 [3] et ces travaux ont été publiés dans [1] en 2022. Cet article reprend ce modèle avec une écriture revue, facilitant son introduction et sa manipulation. Des résultats complémentaires sont également montrés par rapport à l'article d'origine.

2 Modélisation

Par souci de concision, le modèle présenté et la méthode d'identification en découlant, se limiteront à des défauts d'ordre 3. Les équations présentées se généralisent néanmoins aux ordres supérieurs.

Nous considérons par la suite que la sortie d'un système non-linéaire peut être vue au premier ordre comme la somme de l'entrée, et d'un terme de distorsion dépendant de l'entrée, D :

$$\tilde{y}(t) = \tilde{x}(t) + D[\tilde{x}(t)] \quad (1)$$

avec \tilde{x} l'entrée complexe du modèle, et \tilde{y} sa sortie complexe.

Le modèle initial de distorsion polynomiale complexe à l'ordre 3 s'écrit :

$$D[\tilde{x}(t)] = \alpha \tilde{x}(t) |\tilde{x}(t)|^2 \quad (2)$$

avec α le paramètre qualifiant la puissance de la partie non-linéaire de la sortie.

L'observation de la réalité indique, en particulier, que ce gain α dépend à minima de la fréquence du signal (cela n'ayant de sens que pour un signal monochromatique, cette dépendance est étendue à la fréquence instantanée) et, de façon plus générale, de la rapidité de ses variations autour d'un point donné.

Or si l'on note f_i la fréquence instantanée d'un signal \tilde{z} de phase φ :

$$\begin{aligned} f_i &= \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \varphi}{\partial t} \\ &= \frac{1}{2\pi} \text{Im} \left[\frac{\partial \ln(\tilde{z})}{\partial t} \right] \\ &= \frac{1}{4j\pi} \left(\frac{1}{\tilde{z}} \frac{\partial \tilde{z}}{\partial t} - \frac{1}{\tilde{z}^*} \frac{\partial \tilde{z}^*}{\partial t} \right) \\ &= \frac{1}{4j\pi |\tilde{z}|^2} \left(\tilde{z}^* \frac{\partial \tilde{z}}{\partial t} - \tilde{z} \frac{\partial \tilde{z}^*}{\partial t} \right) \end{aligned} \quad (3)$$

Ainsi, la prise en compte d'une dépendance linéaire des défauts de non-linéarité du signal avec sa fréquence instantanée, conduit à étendre le modèle de l'équation (2) à :

$$D[\tilde{x}(t)] = \tilde{x}(t) (\alpha + \beta f_i(t)) |\tilde{x}(t)|^2 \quad (4)$$

avec α et β les deux paramètres traduisant la répartition respectivement de la partie fixe et de la partie variant en fréquence des défauts non-linéaires. Ce modèle s'écrit enfin sous la forme :

$$D[\tilde{x}(t)] = \alpha \tilde{x}(t) |\tilde{x}(t)|^2 + \beta \tilde{x}(t) \text{Im} \left[\tilde{x}^* \frac{\partial \tilde{x}}{\partial t} \right] \quad (5)$$

Cette formulation permet ainsi de construire un modèle de distorsion avec une variation de la puissance des défauts linéaire avec la fréquence instantanée du signal. Ce modèle s'applique sur des fonctions du signal d'entrée, et avec

seulement deux paramètres. La dérivée du signal s'obtient par filtrage, le filtre dérivateur étant alors la dérivée du filtre interpolateur de Nyquist.

La partie suivante décrit les étapes nécessaires à l'identification des paramètres α et β .

3 Identification

L'identification des paramètres du modèle de l'équation (5) se fait dans le domaine fréquentiel, par identification sur des signaux composites deux-tons :

$$\tilde{x}(t) = \gamma_1 e^{j2\pi f_1 t} + \gamma_2 e^{j2\pi f_2 t} \quad (6)$$

avec γ_1 et γ_2 les gains complexes associés aux deux tons, traduisant leurs amplitudes et leurs phases, et f_1 et f_2 leurs fréquences respectives.

L'application de ce signal deux-tons au modèle proposé à l'équation (4) se développe comme suit :

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= \tilde{x}(t) + D[\tilde{x}(t)] \\ &= \tilde{x}(t) + \tilde{x}(t) (\alpha + \beta f_i(t)) |\tilde{x}(t)|^2 \\ &= \gamma_1 e^{j2\pi f_1 t} + \gamma_2 e^{j2\pi f_2 t} \\ &\quad + (\alpha + \beta f_i) \left[(\gamma_1^3 + 2\gamma_1^2 \gamma_2) e^{j2\pi f_1 t} \right. \\ &\quad \quad + (\gamma_2^3 + 2\gamma_1 \gamma_2) e^{j2\pi f_2 t} \\ &\quad \quad + \gamma_1^2 \gamma_2^* e^{j2\pi(2f_1 - f_2)t} \\ &\quad \quad \left. + \gamma_1^* \gamma_2^2 e^{j2\pi(2f_2 - f_1)t} \right] \\ &\approx \gamma_1 e^{j2\pi f_1 t} + \gamma_2 e^{j2\pi f_2 t} \\ &\quad + (\alpha + \beta f_i) \left[\gamma_1^2 \gamma_2^* e^{j2\pi(2f_1 - f_2)t} \right. \\ &\quad \quad \left. + \gamma_1^* \gamma_2^2 e^{j2\pi(2f_2 - f_1)t} \right] \end{aligned} \quad (7)$$

Pour dissocier la contribution des parties statiques (α) et dynamiques (β) du modèle, à la distorsion observée, deux mesures sont réalisées. Ces dernières s'effectuent autour des fréquences instantanées $f_i^{(A)}$ et $f_i^{(B)}$. Ces deux fréquences encadrent la bande dans laquelle se effectue le calibrage du modèle et constituent ainsi ses extrémités. Les deux signaux de calibrage ont donc pour équations :

$$\begin{cases} \tilde{x}^{(A)}(t) &= \gamma_1 e^{j2\pi f_1^{(A)} t} + \gamma_2 e^{j2\pi f_2^{(A)} t} \\ \tilde{x}^{(B)}(t) &= \gamma_1 e^{j2\pi f_1^{(B)} t} + \gamma_2 e^{j2\pi f_2^{(B)} t} \end{cases} \quad (8)$$

Nous observons en FIGURE 1 les tons observés lors de la mesure (FIGURE 1a), ainsi que les amplitudes telles qu'exprimées par le modèle (FIGURE 1b).

L'identification du modèle à la mesure conduit ainsi au système d'équations suivant :

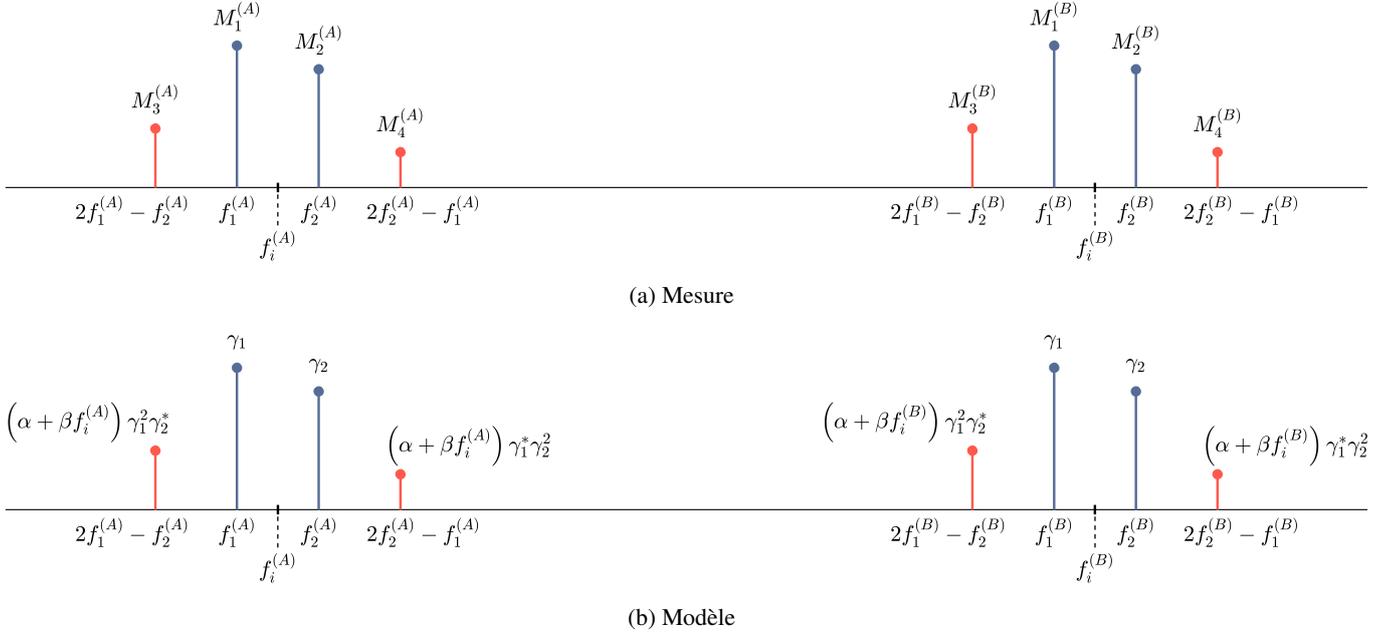


FIGURE 1 : Identification du modèle dans le domaine fréquentiel sur signal deux-tons

$$\gamma_1 = M_1^{(A)} \quad (9)$$

$$\gamma_1 = M_1^{(B)} \quad (10)$$

$$\gamma_2 = M_2^{(A)} \quad (11)$$

$$\gamma_2 = M_2^{(B)} \quad (12)$$

$$(\alpha + \beta f_i^{(A)}) \gamma_1^2 \gamma_2^* = M_3^{(A)} \quad (13)$$

$$(\alpha + \beta f_i^{(B)}) \gamma_1^2 \gamma_2^* = M_3^{(B)} \quad (14)$$

$$(\alpha + \beta f_i^{(A)}) \gamma_1^* \gamma_2^2 = M_4^{(A)} \quad (15)$$

$$(\alpha + \beta f_i^{(B)}) \gamma_1^* \gamma_2^2 = M_4^{(B)} \quad (16)$$

Dans ce système redondant, les gains complexes des deux tons sont obtenus par moyennage arithmétique :

$$\gamma_1 = \frac{1}{2} (M_1^{(A)} + M_1^{(B)}) \quad (17)$$

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} (M_2^{(A)} + M_2^{(B)}) \quad (18)$$

On peut alors écrire :

$$(\alpha + \beta f_i^{(A)}) = \frac{1}{2} \left(\frac{M_3^{(A)}}{\gamma_1^2 \gamma_2^*} + \frac{M_4^{(A)}}{\gamma_1^* \gamma_2^2} \right) = R_A \quad (19)$$

$$(\alpha + \beta f_i^{(B)}) = \frac{1}{2} \left(\frac{M_3^{(B)}}{\gamma_1^2 \gamma_2^*} + \frac{M_4^{(B)}}{\gamma_1^* \gamma_2^2} \right) = R_B \quad (20)$$

Ce système se résout alors comme suit :

$$\alpha = \frac{f_i^{(A)} R_B - f_i^{(B)} R_A}{f_i^{(A)} - f_i^{(B)}} \quad (21)$$

$$\beta = \frac{R_A - R_B}{f_i^{(A)} - f_i^{(B)}} \quad (22)$$

Pour cette identification, les fréquences des tons des deux mesures étant connues, les fréquences instantanées $f_i^{(A)}$ et $f_i^{(B)}$ sont obtenues sous la forme :

$$f_i^{(A)} = \frac{\gamma_1^2 f_1^{(A)} + \gamma_2^2 f_2^{(A)}}{\gamma_1^2 + \gamma_2^2} \quad (23)$$

$$f_i^{(B)} = \frac{\gamma_1^2 f_1^{(B)} + \gamma_2^2 f_2^{(B)}}{\gamma_1^2 + \gamma_2^2} \quad (24)$$

Dans la partie suivante, le modèle est appliqué à la linéarisation d'un système non-linéaire réel, en l'occurrence ici un CAN.

4 Linéarisation

Nous appliquons le modèle et la méthode d'identification proposés précédemment, à la linéarisation d'un CAN du commerce (AD9988 d'Analog Devices). Pour ce faire, un banc de mesure est construit, constitué de deux générateurs de signaux puis d'un coupleur, pour l'assemblage du signal deux-tons, d'un filtre passe-bande, autour de la bande d'intérêt, et du CAN étudié.

Pour ce qui est de la linéarisation, les distorsions sont reconstruites à partir du signal en sortie du CAN. Ce signal étant faiblement non-linéaire, sa partie linéaire a une part prépondérante dans la reconstruction des défauts. Ces derniers lui sont ensuite soustraits, de façon à retrouver la partie linéaire du signal.

Un résultat de linéarisation est montré en FIGURE 2. Le signal de test est un signal deux-tons, à -9 dBFS, avec une inter-porteuse de 2.5 MHz. On constate alors la précision de l'identification du modèle sur l'augmentation de la dynamique instantanée du signal (> 30 dB).

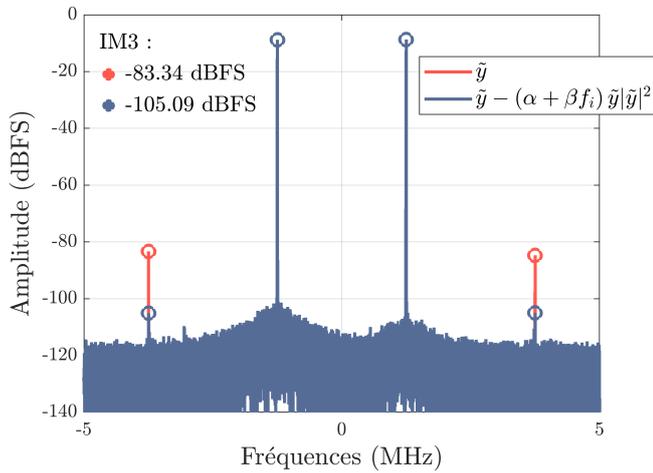


FIGURE 2 : Résultat de linéarisation

Cette linéarisation est ensuite reproduite en faisant varier la fréquence instantanée de ces signaux deux-tons dans une bande de 300 MHz. Les coefficients identifiés pour le modèle initial (eq. 2) ainsi que pour le modèle étendu proposé (eq. 5), sont en FIGURE 3a.

Les résultats de linéarisation avec le modèle initial et le modèle proposé sont en FIGURE 3b.

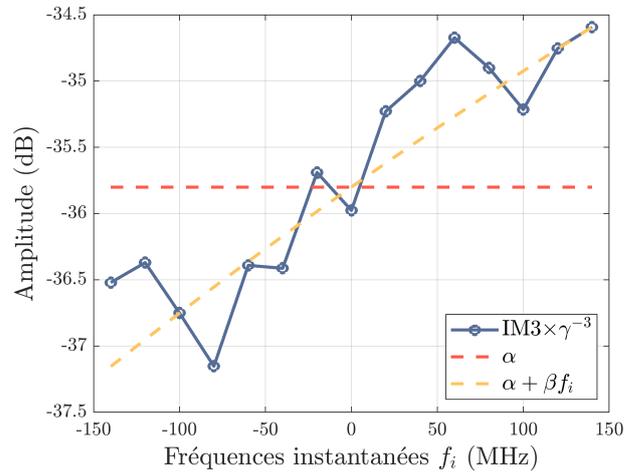
Nous constatons sur ces deux graphes l'intérêt du nouveau modèle. Il permet de fait de prendre en compte une variation linéaire de la distorsion avec la fréquence instantanée. Ceci se traduit ici par une linéarisation atteignant 10 dB d'amélioration par rapport au modèle initial ne prenant pas en compte cette variation. Cette différence entre les deux modèles se constate notamment en bord de bande, à mesure que l'on s'éloigne de la fréquence à laquelle a été calibré le modèle initial.

5 Conclusion

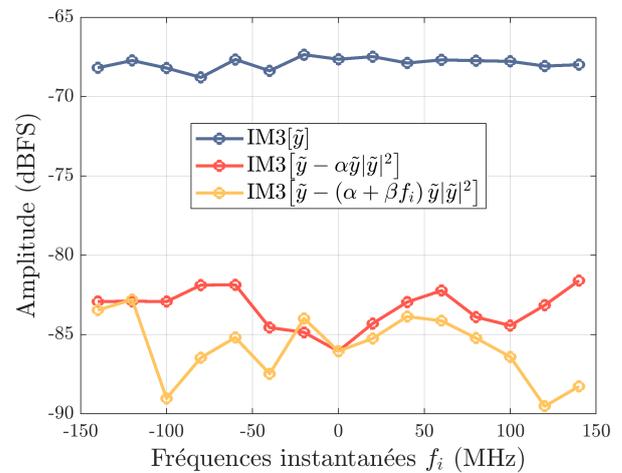
Nous avons présenté dans cet article l'extension d'un modèle de distorsion polynomial sur signal analytique, permettant de modéliser une variation linéaire de la distorsion avec la fréquence instantanée du signal, avec une complexité calculatoire faible. Une méthode d'identification adaptée au modèle proposé est introduite. Des résultats de linéarisation issus de mesures effectuées sur un CAN du commerce viennent enfin conclure sur l'intérêt de ce modèle.

Les résultats de linéarisation montrent en effet une amélioration pouvant aller jusqu'à 10 dB entre le modèle de distorsion polynomial, et le modèle proposé.

Ce modèle fonctionne ici car la bande utile est relativement faible devant la vitesse de fonctionnement du CAN, ce qui permet de limiter la variation fréquentielle à une dépendance linéaire de la fréquence. Pour des systèmes au comportement variant plus rapidement, où nécessitant une précision de modélisation accrue, il y aurait lieu de s'intéresser à des variations polynomiales de la fréquence instantanée, soit des dépendances aux dérivées successives du signal.



(a) Variation des coefficients avec la fréquence instantanée



(b) Linéarisation dans la bande d'intérêt

FIGURE 3 : Illustration de la prise en compte de la dépendance en fréquence de la distorsion sur la linéarisation

Références

- [1] S. DUBOIS, B. LELONG, J-M. HODÉ, G. FERRÉ et D. DALLET : Identification and Mitigation of Intermodulation Products Using a Baseband Polynomial Distortion Model with Instantaneous Frequency Dependence. *IMEKO TC4 Symposium*, 2022.
- [2] M. GRIMM, M. ALLÉN, J. MARTTILA, M. VALKAMA et R. THOMÄ : Joint Mitigation of Nonlinear RF and Baseband Distortions in Wideband Direct-Conversion Receivers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(1), 2014.
- [3] J-M. HODÉ : Method for Correcting Intermodulation Errors of a Conversion Circuit, 2015.
- [4] E. WARD et B. MULGREW : Baseband Equivalent Volterra Series for Modelling Cross-Channel Nonlinear Distortion. 2019.