



HAL
open science

Application de la commande par modèle interne pour la linéarisation des amplificateurs de puissance en bande de base

Calinoiu Eugen Nicusor, Mourad Djamai, Smail Bachir, Claude Duvanaud

► To cite this version:

Calinoiu Eugen Nicusor, Mourad Djamai, Smail Bachir, Claude Duvanaud. Application de la commande par modèle interne pour la linéarisation des amplificateurs de puissance en bande de base. Journées Nationales Microondes, May 2009, Grenoble, France. pp.JNM. hal-00782915

HAL Id: hal-00782915

<https://hal.science/hal-00782915>

Submitted on 30 Jan 2013

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

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

Application de la commande par modèle interne pour la linéarisation des amplificateurs de puissance en bande de base

N. Calinoiu, M. Djamai, S. Bachir et C. Duvanaud

LAII-EA 1219, Université de Poitiers, IUT - 4 avenue de Varsovie, 16021 Angoulême. FRANCE.

Résumé. Dans cette communication, nous présentons l'application d'une technique de contre réaction pour la linéarisation des amplificateurs de puissance radio fréquence. Cette technique est basée sur le principe de la commande par modèle interne (CMI) qui utilise comme signal de commande l'écart entre les signaux en bande de base en sortie du système et de son modèle. Afin de valider cette méthode, des résultats de simulation sont présentés.

I. Introduction

Dans les systèmes de radiocommunication numériques actuels, on cherche à transmettre des informations avec un débit maximal dans une bande de fréquence de largeur donnée qui est affectée à un canal de transmission. Cette bande, allouée au système, est généralement découpée en sous bandes de transmission avec des fréquences très proches. C'est pour cela qu'il est nécessaire de veiller à ce que, à chaque instant, le niveau de puissance émis dans un canal radio ne perturbe pas les communications dans les canaux adjacents. Ainsi, la nécessité de linéarité oblige à utiliser des techniques de linéarisation pour corriger les non-linéarités de l'amplificateur RF [1].

Plusieurs techniques peuvent être envisagées afin de limiter les effets non-linéaires et améliorer le rendement [3][2]. Dans ce travail, nous utilisons la commande par modèle interne, qui appartient à la famille des commandes en boucle fermée (Feedback). Son principe fait appel à un modèle du système et possède la propriété de fonctionner en quasi boucle ouverte tant que le système et son modèle sont identiques, ce qui réduit les risques d'instabilité rencontrés dans les techniques standards de contre-réaction [5]. Cette solution peut être utilisée sur n'importe quelle architecture ou technologie de la chaîne car les seuls éléments à rajouter sont un coupleur et un démodulateur à l'émission pour récupérer des informations sur les distorsions introduites. Afin d'évaluer les performances de cette technique, nous l'avons appliquée en simulation sur un circuit électronique décrit sous ADS (Advanced Design System).

II. Principe général de la CMI

La figure (1) représente le schéma de base de CMI. Pour des raisons de simplicité, on illustre le principe général sur

un système linéaire dans le domaine de Laplace sachant que cette représentation peut être étendue au domaine discret.

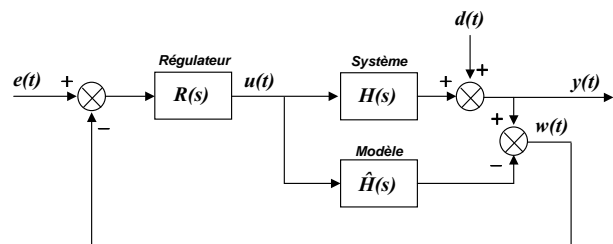


Figure 1. Principe de la CMI

Sur cette figure, on retrouve les principaux éléments d'une boucle de contre réaction :

- le système $H(s)$, de sortie $y(t)$,
- le modèle du système $\hat{H}(s)$, obtenu par identification au préalable du système,
- le correcteur $R(s)$,
- la consigne ou l'excitation $e(t)$,
- une perturbation $d(t)$.

L'étude de la structure permet d'établir l'équation de fonctionnement suivante, liant la sortie Y à l'entrée E et à la perturbation D :

$$Y(s) = \frac{R(s).H(s)}{1 + R(s). \left(H(s) - \hat{H}(s) \right)} E(s) + \frac{1 - R(s).\hat{H}(s)}{1 + R(s). \left(H(s) - \hat{H}(s) \right)} D(s) \quad (1)$$

L'erreur de caractérisation (ou de modélisation) du système qui représente l'écart entre le système et son modèle est représentée par le terme :

$$\Delta H(s) = H(s) - \hat{H}(s) \quad (2)$$

Le signal d'erreur $w(t)$ reconstruit la perturbation $d(t)$ et l'erreur de caractérisation suivant la commande $u(t)$:

$$W(s) = \Delta H(s).U(s) + D(s) \quad (3)$$

II.1 Application de la CMI à la linéarisation

La figure (2) représente le schéma de la CMI appliquée à la linéarisation de l'amplificateur de puissance en bande de base.

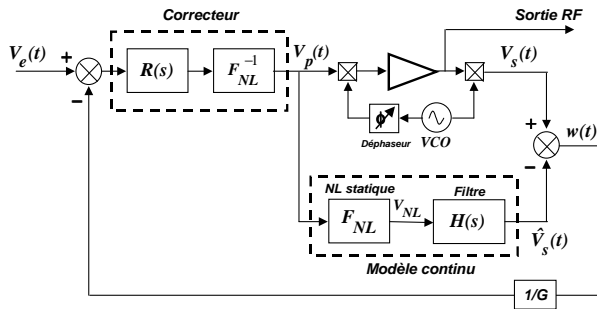


Figure 2. CMI appliquée à l'amplificateur de puissance

Sur cette figure, on retrouve les principaux éléments d'une boucle de contre réaction. Le système à linéariser est composé de l'amplificateur et des circuits de modulation et de démodulation. Le modèle continu de l'amplificateur est décrit selon la structure de Hammerstein, composé d'une non-linéarité statique F_{NL} et d'un filtre $H(s)$ modélisant les effets de fréquences. Le correcteur est composé d'un filtre $R(s)$ et de la non-linéarité inverse F_{NL}^{-1} . Les signaux mis en jeu correspondent aux enveloppes complexes en entrée $V_e(t)$ et en sortie $V_s(t)$.

Le principe général de cette structure est de compenser les caractéristiques statiques AM/AM et AM/PM par une fonction inverse F_{NL}^{-1} à coefficients complexes. La chaîne de retour, à travers le signal d'erreur $w(t)$ normalisé par le gain de l'amplificateur G , se chargera de corriger les imperfections entre le système et son modèle.

II.2 Choix des modèles

II.2.1 Le modèle interne

Le modèle retenu est le modèle de Hammerstein dans le domaine continu. Le modèle de Hammerstein est constitué d'une non-linéarité F_{NL} suivie d'un filtre comme l'illustre la Figure 3. Cette structure permet notamment de prendre en compte les effets de fréquences après les distorsions apportées par les caractéristiques AM/AM et AM/PM.

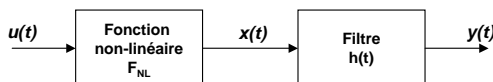


Figure 3. Modèle de Hammerstein

L'enveloppe complexe en sortie peut être représentée en fonction de celle en entrée par les relations générales suivantes :

$$\begin{cases} x(t) = \sum_{p=0}^P c_{2p+1} \cdot |u(t)|^{2p} \cdot u(t) \\ y(t) = \int_{-\infty}^t h(t) x(t - \tau) d\tau \end{cases} \quad (4) \quad \text{avec : } \underline{\varphi}_k = \begin{bmatrix} V_s(k) \\ |V_s(k)|^2 \cdot V_s(k) \\ \vdots \\ |V_s(k)|^{2P} \cdot V_s(k) \end{bmatrix}, \quad \underline{\theta}_d = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_3 \\ \vdots \\ d_{2P+1} \end{bmatrix}$$

avec $h(t)$ étant la réponse impulsionnelle du filtre dynamique et c_{2p+1} les coefficients complexes de la fonction non-linéaire F_{NL} d'ordre $2P + 1$.

La partie linéaire dynamique peut être remplacée par une fonction de transfert $H(s)$ d'ordre n . Dans ce cas, les relations d'entrée-sortie représentées dans l'équation (4) deviennent [5][6] :

$$\begin{cases} x(t) = \sum_{p=0}^P c_{2p+1} \cdot |u(t)|^{2p} \cdot u(t) \\ H(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{\sum_{k=0}^m b_k \cdot s^k}{s^n + \sum_{k=0}^{n-1} a_k \cdot s^k} \end{cases} \quad (5)$$

avec :

a_k et b_k sont les coefficients qui définissent le filtre, n et m sont respectivement le nombre de pôles et de zéros du filtre, et s dénote l'opérateur de Laplace.

En pratique, les paramètres de ce modèle sont obtenus par identification paramétrique au préalable [5]. Cette identification, réalisée en hors ligne, est basée sur une acquisition des données d'entrée/sortie et d'une recherche des paramètres du modèle par un algorithme de Programmation Non-Linéaire (PNL).

II.2.2 Calcul de la non-linéarité inverse

La fonction inverse $F_{NL}^{-1}(\cdot)$ est quant à elle représentée par un polynôme de puissance à coefficients complexes tel que :

$$F_{NL}^{-1}(u(t)) = \sum_{p=0}^P d_{2p+1} \cdot |u(t)|^{2p} \cdot u(t) \quad (6)$$

Les paramètres d_{2p+1} sont obtenus par identification paramétrique sur les caractéristiques AM/AM et AM/PM en utilisant l'algorithme des Moindres Carrés [4]. L'identification paramétrique consiste à identifier les paramètres d_{2p+1} à partir d'une série de mesures de l'E/S de l'amplificateur sans prédistorsion (en boucle ouverte). Ainsi, on excite l'amplificateur avec un signal IQ modulé et on récolte les K données de l'entrée de l'amplificateur V_e et de la sortie V_s . Pour chaque échantillon k , on écrit la relation inverse suivante :

$$V_e(k) = F_{pre}(V_s(k)) = \sum_{p=0}^P d_{2p+1} |V_s(k)|^{2p} V_s(k) \quad (7)$$

Cette équation peut être écrite sous la forme suivante :

$$V_e(k) = \underline{\varphi}_k^T \cdot \underline{\theta}_d \quad (8)$$

Pour plusieurs échantillons ($k = 1, 2, \dots, K$), on peut écrire sous forme matricielle la relation suivante :

$$\underline{V}_e = \phi \cdot \underline{\theta}_d \quad (9)$$

$$\text{tel que : } \underline{V}_e = \begin{bmatrix} V_e(1) \\ V_e(2) \\ \vdots \\ V_e(K) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \phi = \begin{bmatrix} \varphi_1^T \\ \varphi_2^T \\ \vdots \\ \varphi_K^T \end{bmatrix}$$

L'estimation du vecteur des paramètres $\hat{\underline{\theta}}_d$ peut donc être obtenue en utilisant les moindres carrés ordinaires :

$$\hat{\underline{\theta}}_d = (\phi^H \cdot \phi)^{-1} \phi^H \cdot \underline{V}_e \quad (10)$$

où $(\cdot)^H$ est l'opération transposé-conjugué.

A noter que pour garder le même niveau en entrée lorsqu'on insère la prédistorsion, il faut que la fonction inverse soit unitaire. En effet, si on effectue l'identification sur les signaux bruts de l'amplificateur, le gain G apporté par ce dernier se répercute sur la fonction inverse qui aura obligatoirement un gain $1/G$.

II.2.3 Choix du correcteur

La CMI ne doit pas modifier les propriétés dynamiques de l'amplificateur, c'est-à-dire son amplification et sa bande passante [7]. Par contre, l'amplification doit être unitaire pour bénéficier de l'action intégrale implicite. On va donc choisir le modèle de référence égal au modèle du filtre de l'amplificateur. Ce qui conduit à un régulateur unitaire, c'est-à-dire que :

$$R(s) = 1 \quad (11)$$

III. Résultats en simulation

Cette technique a été testée sous ADS sur le circuit de la figure suivante.

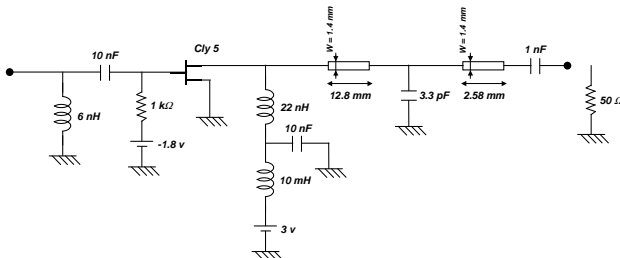


Figure 4. Circuit de l'amplificateur de puissance étudié

L'amplificateur de puissance est constitué d'un étage d'amplification obtenu à partir d'un transistor à effet de champ de type MESFET CLY5 d'Infineon. Le comportement non-linéaire est traduit par des sources de courant grille-source et drain-source, définies par des tables de valeurs expérimentales. La fréquence de travail choisie est de 900 MHz. La structure du modèle continu de cet amplificateur est

constituée d'une fonction non-linéaire d'ordre 5 et d'un filtre du 1^{er} ordre. Les résultats ont été obtenus par simulation avec ADS en *transitoire d'enveloppe*.

III.1 Identification du modèle de l'amplificateur et de la fonction inverse

Pour procéder à l'identification globale, nous avons appliqué un signal Multi-niveaux filtré par un filtre en cosinus surélevé de facteur de Rolloff égal à 0.2. La puissance du signal d'entrée est choisie dans la zone de compression afin d'exciter toute la dynamique du système. Après initialisation avec les paramètres obtenus précédemment, on obtient :

$$\underline{\theta} = \begin{bmatrix} c_1 = 6.6537 - j 1.61356 \\ c_3 = -2.3588 + j 9.0722 \cdot 10^{-1} \\ c_5 = 4.51456 \cdot 10^{-1} - j 1.7331 \cdot 10^{-1} \\ a_0 = 4.7493 \cdot 10^8 \end{bmatrix}$$

La structure du modèle continu est constituée d'une fonction non-linéaire d'ordre 5 et d'un filtre de Laplace du 1^{er} ordre, tels que :

$$\begin{cases} \hat{F}_{NL}(u) = c_1 u + c_3 |u|^2 u + c_5 |u|^4 u \\ \hat{H}(s) = \frac{a_0}{s+a_0} \end{cases} \quad (12)$$

Pour un fichier de données QPSK différent de celui qui a servi à l'identification, on peut remarquer que même à fort niveau, le modèle obtenu permet de décrire convenablement les données réelles figure (5).

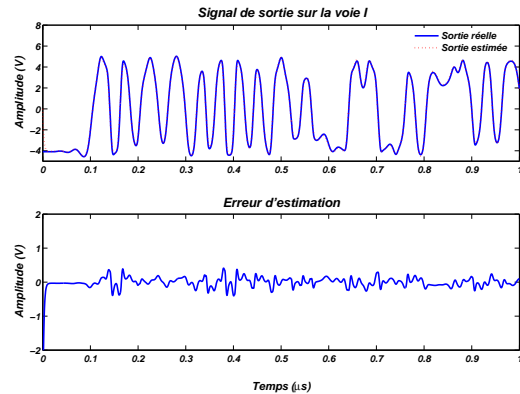


Figure 5. Sortie réelle et estimée pour l'identification globale

Nous avons utilisé comme signal d'entrée une séquence numérique à un débit de 4 Mbits/s, filtré par des filtres de type "raised cos" ($\alpha = 0.35$) et d'amplitude 1.3 V. Pour un polynôme d'ordre 5 ($P = 2$), l'application de l'identification paramétrique donne la fonction inverse dont les paramètres sont :

$$\begin{cases} d_1 = 6.188967 \cdot 10^{-1} + j 1.086626 \cdot 10^{-1} \\ d_3 = -1.396312 \cdot 10^{-1} + j 6.706148 \cdot 10^{-2} \\ d_5 = 1.866854 \cdot 10^{-1} - j 2.7174031 \cdot 10^{-2} \end{cases}$$

III.2 Résultats de la linéarisation

La figure (6) montre les caractéristiques entrée-sortie dynamiques pour la CMI, obtenues à partir des signaux en bande de base I et Q . Les courbes du module de V_p en fonction du module de V_e et du module de V_s en fonction du module de V_p permettent de vérifier que la prédistorsion possède une allure inverse à celle de l'amplificateur étudié. La courbe du module de V_s en fonction du module de V_e montre la compensation des non-linéarités.

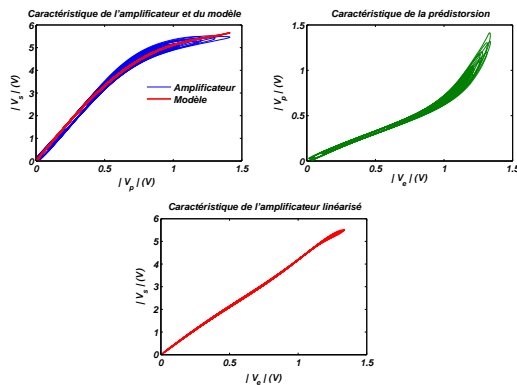


Figure 6. Illustration de l'effet de la CMI

Les spectres en sortie sont représentés sur la figure (7) pour l'amplificateur seul, avec l'utilisation de la CMI et avec l'utilisation de la prédistorsion simple.

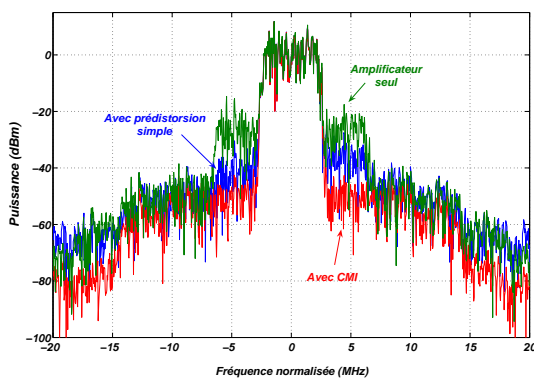


Figure 7. Spectres de sortie avec et sans linéarisation

La CMI permet une amélioration du niveau dans les canaux adjacents de l'ordre de 5 à 10dB par rapport à la prédistorsion simple. Cette amélioration se retrouve pour un fonctionnement en bi-porteuses, comme le montre le tracé du rapport C/I de la figure (8).

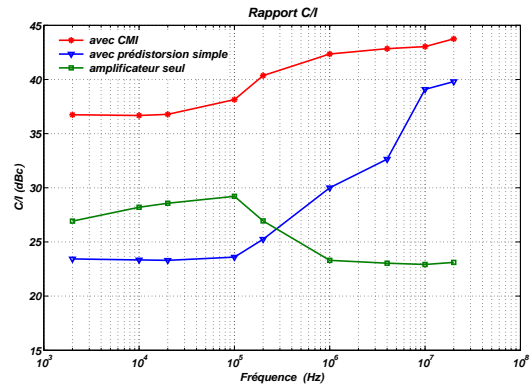


Figure 8. Comparaison des rapports d'intermodulation C/I

IV. Conclusion

Dans ce travail, nous avons appliqué la CMI à la linéarisation des amplificateurs de puissance. Cette méthode s'appuie sur une description dans le domaine continu de l'amplificateur de puissance en bande de base. Le schéma de linéarisation utilise un correcteur composé d'un filtre et d'un polynôme de puissance qui compense les non-linéarités statiques introduites par le système. Le modèle ainsi que la fonction inverse sont obtenus par identification paramétrique selon différents algorithmes. D'après les résultats obtenus en simulation, cette approche permet d'améliorer la linéarité par rapport aux approches classiques tout en garantissant la stabilité du système global.

Références

- [1] P. B. Kenington, *High-Linearity RF Amplifier Design*, Artech House, London 2000.
- [2] R. Marsalek, P. Jardin, G. Baudoin, *From post-distortion to pre-distortion for power amplifiers linearization*, IEEE Communications Letters, VOL. 07, pp. 308–310, July 2003.
- [3] Y. Nagata, *Linear amplification technique for digital mobile communications*, 39th Proc. IEEE Vehicular Tech. Conf. pp. 159–164, San Francisco 1989.
- [4] L. Ljung, *System identification : Theory for the user*, Prentice Hall, USA, 1987.
- [5] M. Djamaï, *Contribution à la modélisation et à la linéarisation par prédistorsion numérique adaptative en bande de base des amplificateurs de radiocommunication*, Thèse de doctorat de l'université de Poitiers, 2008.
- [6] G. Bibes, *Modélisation de procédés de traitement des eaux et reconstruction de grandeurs physico-chimiques*, Thèse de doctorat de l'université de Poitiers, France 2004.
- [7] G. E. Constantin and M. Morarl, *Internal Model Control : multiloop design*, Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev. VOL. 25, NO. 02, pp. 403–411, avril 1986,