

MODELISATION D'UN AMPLIFICATEUR AVEC PRISE EN COMPTE DE L'EFFET MEMOIRE HF

F. LAUNAY¹, Y. WANG¹, S. TOUTAIN¹
T. REYVERAND², D. BARATAUD², J.M. NEBUS², R. QUERE²

¹IRCCyN - Division Setra, 1 Rue C.PAUC 44306 Nantes Cedex – France

²IRCOM - 123 Avenue Albert Thomas 87060 Limoges Cedex – France

I. Introduction

Depuis son arrivée sur le marché, le téléphone mobile de deuxième génération a évolué à la demande des consommateurs : plus léger, plus compact, plus autonome et présentant une très bonne qualité en réception.

Malheureusement, les critères ci dessus sont contradictoires. Par exemple, l'autonomie et le poids du mobile sont fonction de la batterie (et de son poids). De même, une bonne réception nécessite de mettre en œuvre des techniques de diversité d'antenne au dépend de la compacité du mobile et de son autonomie.

Afin d'améliorer les performances du mobile, on assiste à une mutation de la chaîne radiofréquence (évolution vers l'architecture à conversion directe). Cependant, même si la partie RF des terminaux de télécommunication tend à se simplifier, les amplificateurs de puissance (AP) sont des éléments indispensables à la chaîne de transmission.

En parallèle au succès du GSM, on a assisté à l'arrivée massive d'Internet et au développement croissant de services accessibles par ce biais. L'enjeu est maintenant de transmettre des contenus multimédias par le réseau cellulaire. On s'achemine donc vers la convergence mobile/Internet (téléphone de troisième génération 3G ou UMTS) qui permettra à l'utilisateur d'accéder à tous les services proposés par Internet, en tout coin du globe.

Or, pour transmettre agréablement de la vidéo vers un mobile, les données doivent être émises avec un débit minimum de 384kbps. Lorsqu'on envoie une donnée, on transmet un signal transportant une certaine puissance. Donc, augmenter le débit, nécessite aussi d'augmenter la source d'énergie (batterie). Ceci a pour effet de réduire l'autonomie du portable ou d'augmenter son poids. Par conséquent, il est impératif d'améliorer le rendement en puissance des éléments actifs du mobile. On améliore facilement le rendement d'un amplificateur en travaillant le plus près possible du point de compression à 1dB, dans la zone dite non linéaire.

De plus, pour augmenter le débit, il est nécessaire d'augmenter la largeur de bande du canal d'information. Le message que l'on souhaite transmettre doit ensuite être modulé. Pour minimiser l'occupation spectrale du message à émettre, il faut choisir une technique de modulation efficace. On appelle modulation efficace, une modulation qui permet d'émettre le plus de bits possible (débit élevé) sur une faible bande spectrale. Le GSM utilise la modulation GMSK (dite modulation à enveloppe constante), qui possède la particularité d'être insensible aux effets non linéaires de l'amplificateur. Par contre, cette modulation nécessite une largeur de bande importante par rapport au débit du signal à émettre. L'UMTS utilisera la modulation HPSK, laquelle améliore l'efficacité spectrale par rapport au GSM, mais celle-ci est sensible aux effets non linéaires. Ces effets non linéaires se présentent sous forme de puissance de bruit au niveau spectral (augmentation de la densité spectrale de puissance dans les bandes voisines du spectre émis, mesurée en terme d'ACPR, *Adjacent Channel Power ratio*), et sous forme d'interférences (intermodulation). Or, le spectre électromagnétique est une denrée précieuse et pour augmenter la capacité du canal, la puissance du bruit rejeté dans les bandes voisines doit être sévèrement limitée (ACPR = -50 dB, norme UMTS).

Notre étude consiste à améliorer le rendement des amplificateurs tout en tenant compte des dégradations apportées sur le signal à amplifier. L'objectif n'est donc pas nécessairement de maximiser le rendement de l'amplificateur mais de l'optimiser en respectant les contraintes d'ACPR. Pour atteindre cet objectif, une modélisation précise de l'amplificateur est nécessaire.

Dans cet article, on définit une nouvelle méthode de modélisation des amplificateurs très large bande utilisés pour les communications satellitaires. Ce modèle permet de prendre en compte la dispersion fréquentielle, c'est à dire l'évolution fréquentielle du gain de l'amplificateur en fonction de la puissance du signal d'entrée.

II. Généralités

Jusqu'à présent, plusieurs méthodes pour modéliser un amplificateur de puissance ont été développées : séries de Volterra pour de faibles non linéarités, équations différentielles, modèle comportemental [1] (modèle sans mémoire). Le modèle comportemental a été utilisé pour estimer l'ACPR dans le cas de signaux gaussien circulaires[2]. Toutefois, ce modèle est limité aux signaux faible bande puisque l'amplificateur est supposé avoir des caractéristiques AM-AM et AM-PM constantes sur toute la largeur de bande du signal. On dit aussi que le modèle est sans mémoire, ou instantané.

Récemment, Chrisikos [3] a affiné ce modèle en ajoutant un filtre ARMA *auto regressive moving average*. Le filtre est estimé à partir de la réponse temporelle d'un signal périodique. Le signal est translaté en bande de base pour mesurer l'enveloppe de 4 GHz. Un circuit annexe permet d'annuler le signal image et de réduire la porteuse. Toutefois, construit



autour de trois mélangeurs, ce banc nécessite un étalonnage élaboré et d'autant plus précis que l'enveloppe du signal présente un large spectre (4GHz).

Dans cet article, nous proposons une méthode qui tient compte de l'effet mémoire HF de l'AP à partir de mesures réalisées sur un banc de test conventionnel[4]. Ce banc nous permet de mesurer les caractéristiques de distorsions AM-AM et AM-PM pour différentes fréquences.

III. Modélisation de l'amplificateur en prenant en compte l'effet mémoire HF

III-1. Modélisation de l'amplificateur sans mémoire

A partir de la réponse en puissance $P_s=f(P_e)$, afin de minimiser le nombre de paramètres du modèle, il pourrait être judicieux d'approcher le comportement de l'amplificateur par un modèle du premier ordre en exponentiel ou par la fonction tangente hyperbolique. Toutefois, l'objectif de notre étude est de quantifier l'ACPR et de mesurer les produits d'intermodulation en bande de base. Par conséquent, nous modélisons l'amplificateur par une fonction polynomiale complexe en bande de base d'ordre impair.

$$G(\tilde{z}) = \sum a_{2n+1} \tilde{z}^{2n+1} \tag{1}$$

L'amplificateur est caractérisé à partir de signaux CW à puissance croissante pour une fréquence RF donnée. La première étape est de calculer le modèle de l'amplificateur autour de cette fréquence et d'en déduire le modèle équivalent en bande de base.

Notons $V_e(t) = V_e \cdot \cos(\omega_1 t)$, le signal injecté à l'amplificateur. Le signal filtré en sortie de l'amplificateur s'écrit :

$$V_s(t) = \sum_{i=0}^N a_{2i+1} V_e^{2i+1} \cdot \frac{(2i+1)!}{2^{2i} i!(i+1)!} \cos(\omega_1 t + \varphi). \text{ Pour cette fréquence, à partir de } P_e \text{ et } P_s, \text{ on calcule } V_e \text{ et } V_s.$$

Ensuite, par l'approximation des moindres carrées, on en déduit les coefficients a_{2i+1} et le paramètre φ .

III-2. Modélisation de l'effet mémoire HF par un filtre ARMA ou MA.

Partant du constat que les caractéristiques de l'amplificateur varient en fonction de la fréquence (fig. 1), nous avons développé un filtre ARMA (équation 2) ou MA *moving average*. Ce filtre, associé au polynôme complexe défini à la fréquence de référence, permet de prendre en compte la dispersion fréquentielle. Nous décrivons dans le paragraphe suivant le principe de calcul du filtre ARMA ou MA. Le type de filtre est choisi en fonction du critère de stabilité et de rapidité de convergence.

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^p a_k(V_e)z^k}{1 + \sum_{k=1}^q b_k(V_e)z^k} \text{ ou } H(z) = \sum_{k=0}^p a_k(V_e)z^k \tag{2}$$

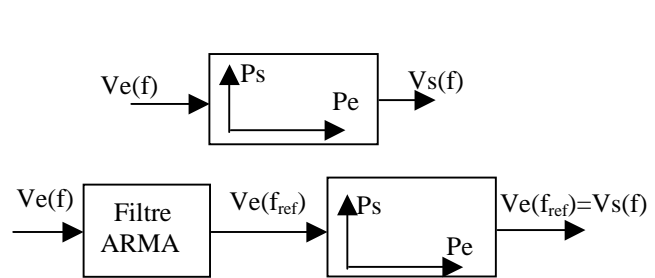
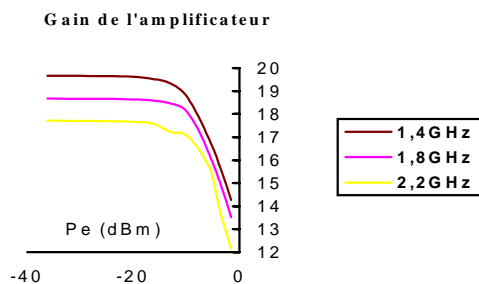


Figure 1: Gain de l'amplificateur pour trois fréquences. Figure 2 : Caractérisation du filtre modélisant l'effet mémoire

Le filtre peut être calculé avant ou après l'amplificateur. Suivant l'emplacement du filtre, la caractérisation de celui-ci est différente. Nous avons appliqué deux méthodes fréquentielles pour calculer les paramètres du filtre. La première est basée sur l'estimation du filtre à partir de N fréquences (réponse exacte), la deuxième est basée sur la transformée de Fourier inverse du comportement fréquentiel du filtre lorsqu'on applique une fenêtre rectangulaire. Ces méthodes sont expliquées ci dessous, avec leurs avantages et inconvénients.

Le filtre choisi est du type MA, car la variation du signal en sortie du filtre par rapport au signal en entrée est faible. Le filtre ARMA est plus judicieux dans le cas où le spectre à modéliser présente des pôles de résonance.



a) Caractérisation du filtre de longueur N en amont de l'amplificateur à partir de la méthode à réponse exacte sur N fréquences de mesures.

Le filtre MA est déterminé de sorte que la réponse de celui-ci aux N fréquences correspondent aux mesures à ces fréquences. La longueur du filtre est donc d'ordre N .

Les coefficients du filtre ont été calculés de la manière suivante :

- 1) A partir des caractéristiques AM-AM et AM-PM pour chaque fréquence, nous déduisons une matrice diagonale de passage $U(f)$ tel que $V_s(f)=U(f).V_e(f)$. V_s et V_e sont des vecteurs images de P_e et P_s aux puissances de mesures CW.
 - 2) La série complexe est caractérisée à la fréquence de référence f_{ref} . A cette fréquence, $V_s(f_{ref})=U(f_{ref}).V_e(f_{ref})$. Nous recherchons la matrice diagonale de passage de $V_e(f)$ à $V_e(f_{ref})$ tel que $V_s(f)=V_s(f_{ref})=U(f_{ref}).V_e(f_{ref})=U(f).V_e(f)$.
 - 3) On en déduit alors $H(f)=diag(V_e(f_{ref})/V_e(f))=U(f).U(f_{ref})^{-1}$.
- $H(f)$ représente l'atténuation et le déphasage à V_e donnée, pour passer du signal $V_e(f).e^{j.2\pi f t}$ à un signal $V_e'(f_{ref}).e^{j.2\pi f t + \phi}$. Ce signal, appliqué au modèle de l'amplificateur sans mémoire caractérisé à la fréquence de référence, permet de retrouver un signal amplifié et déphasé en correspondance avec la courbe AM-AM et AM-PM relative à la fréquence f . On calcule ensuite les coefficients a_k et b_k selon la formule 2 par la méthode des moindres carrés, en substituant z par $e^{j.2\pi f}$.

A chaque amplitude V_e du signal d'entrée correspond un filtre particulier. Le filtre est donc non linéaire car les coefficients du filtre dépendent du module du signal appliqué. Nous calculons alors par la méthode des moindres carrés les polynômes d'approximation de chaque coefficient du filtre en fonction de V_e .

On peut vérifier la réponse exacte du filtre pour une fréquence donnée.

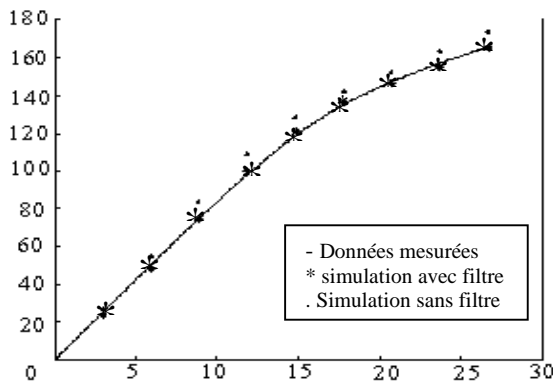


Figure 3 : Comparaison entre les mesures et la simulation.

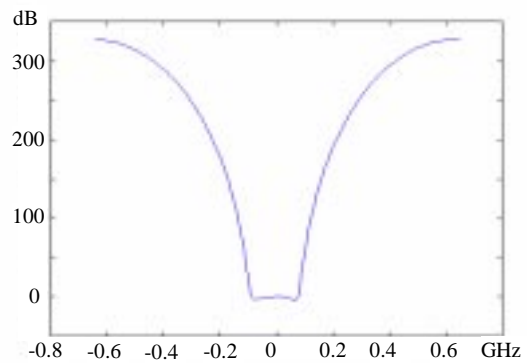


Figure 4 : Spectre du filtre

On remarque que le filtre n'est correctement défini que dans la bande de mesure (± 0.75 GHz par rapport à la fréquence de référence). En dehors, le modèle MA apporte un gain important.

Afin de tester cette méthode, nous calculons la réponse d'un signal deux tons (-3 dbm pour chaque fréquence) défini sur les fréquences suivantes : 1.45 GHz et 1.525 GHz. Le signal injecté au modèle est défini en bande de base (fréquence de référence : 1.5305 GHz) et en temporel, par échantillonnage à la fréquence $F_e=1.305$ GHz. Cette fréquence d'échantillonnage a été choisie afin de mesurer les intermodulations d'ordre au plus 9.

Les résultats obtenus sont présentés à la figure 5 et 6. On constate une dissymétrie spectrale au niveau de la puissance du signal amplifié à la fréquence 1.45 GHz et 1.525 GHz. La mesure de la puissance à ces fréquences est très proche de celle mesurée en pratique (respectivement un gain 34 dbm et 32.7 dbm au lieu de 33.2 dbm et 32.2 dbm).

La méthode utilisée pour calculer le filtre impose de placer celui-ci avant l'amplificateur. En effet, le filtre n'est correctement défini que dans la zone où l'on a effectué des mesures sur l'amplificateur. En dehors, le filtre MA présente un gain important. Placer le filtre après l'amplificateur amènerait à suramplifier les produits d'intermodulations présent en dehors de la bande du signal.



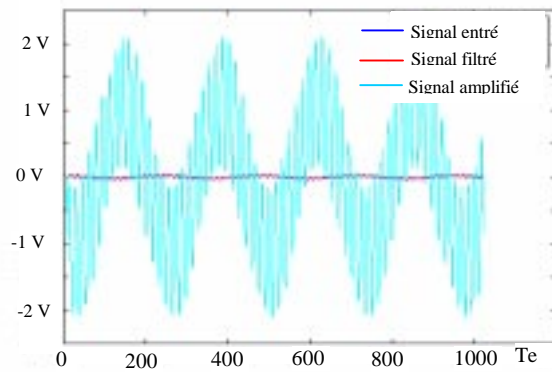


Figure 5 : Réponse temporelle du filtre + ampli

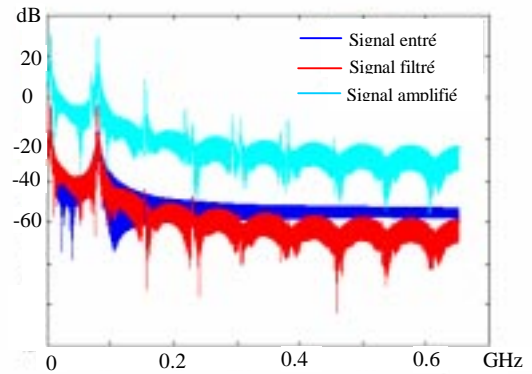


Figure 6 : Réponse fréquentielle du filtre + ampli

b) Caractérisation du filtre temporel de longueur L en aval de l'amplificateur à partir de la Transformée de Fourier Inverse du spectre du filtre déterminé sur N fréquences.

Dans un premier temps, on définit le gabarit du filtre en sortie de l'amplificateur pour obtenir l'amplitude et le déphasage du signal à la fréquence ω_1 à partir du modèle de l'amplificateur défini à la fréquence de référence. Le principe est similaire à celui exposé ci dessus, extrapolé en sortie de l'amplificateur. Ensuite, on discrétise en fréquence le gabarit du filtre par un pas fréquentiel constant. En dehors du gabarit mesuré du filtre, on impose un gain nul (ou unitaire). Par transformée de Fourier inverse, on déduit les coefficients du filtre MA. Ce filtre est de longueur L , avec :

$$L = \frac{2}{3} \log \left[\frac{1}{10\delta_1\delta_2} \right] \frac{F_e}{B}, \text{ ou } F_e \text{ est la fréquence d'échantillonnage, } B \text{ la bande passante du filtre, } \delta_1 \text{ et}$$

δ_2 l'ondulation respectivement en bande passante et en bande affaiblie.

L'ordre du filtre par cette méthode est donc relativement plus grand que celui déterminé par la méthode ci dessus. De plus, L est d'autant plus grand que F_e est élevé. Or, F_e dépend du comportement non linéaire de l'amplificateur : plus la non linéarité de l'amplificateur est accentuée, plus les produits d'intermodulation d'ordre élevé sont importants. Par conséquent, afin d'éviter un recouvrement spectral, la fréquence d'échantillonnage doit être grande. Toutefois, cette caractérisation du filtre permet de l'utiliser aussi bien en aval ou en amont de l'amplificateur. Des simulations dans les deux cas de mesures ont montré une meilleure estimation de la puissance en sortie de l'amplificateur lorsque le filtre est placé devant l'amplificateur.

IV. Conclusion

Nous avons développé une méthode simple permettant de prendre en compte les effets mémoires HF d'un AP à partir de mesures AM-AM et AM-PM à différentes fréquences. Toutefois, le modèle ne prend pas en compte les effets mémoires BF et la variation des courbes comportementales en fonction du point de repos.

Deux méthodes ont été testées, chacune avant et après l'amplificateur. La détermination du filtre par la transformée de Fourier inverse donne une estimation plus stable et est à privilégier dans le cas où la longueur du filtre n'est pas limitatif. D'autres méthodes seront testées pour prendre en compte l'ajout d'un bruit gaussien sur le signal.

Les applications de ce modèle sont tournées vers les communications satellitaires pour lesquelles la bande du signal en bande de base est importante vis à vis de la fréquence centrale de l'AP. Au niveau de l'UMTS, ce modèle pourra être utilisé pour des communications à haut débit (20 MHz).

Ce travail est soutenu par le CNRS dans le cadre du programme « Télécommunications ».

Références

- [1] J.F. Sevic, M.B. Steer, A.M. Pavio, "Nonlinear Analysis Methods for the simulation of digital wireless communication systems", International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer Aided Engineering, Vol. 6, No. 3, pp 197-216, Jan 1996.
- [2] S.W. Chen, W. Pantou, R. Gilmore, "Effects of nonlinear distortion on CDMA communication system", IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, vol. 44, No. 12, pp 2743-2749, Dec 96.
- [3] C.J. Clark, G. Chrisikos, M. Muha, A.A. Moulthrop, C.P. Silva, "Time-domain envelope measurement technique with application to wideband power amplifier modeling", IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, vol. 46, No. 12, pp2531-2539, Dec 98.
- [4] E. Ngoya, N. Le Gallou, JM. Nebus, H. Buret, P. Reig, "Accurate RF and Microwave System Level Modeling of Wide Band Nonlinear Circuits", IEEE MTT-S Digest, Boston, pp79-82, 2000.

