

## UNE TECHNIQUE DE PREDISTORSION ADAPTATIVE A INTERPOLATION INTERSYMBOLE

Georges Karam et Hikmet Sari

Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée<sup>1</sup>  
3, avenue Descartes, 94451 Limeil-Brevannes Cedex, France

### RESUME

Dans cet article, nous présentons une nouvelle technique de prédistorsion de données à interpolation intersymbole pour compenser les non linéarités de l'ampli de puissance d'émission dans les faisceaux hertziens numériques utilisant des modulations du type MAQ. C'est une technique de prédistorsion de données à la cadence  $3/T$  qui permet d'annuler les distorsions non linéaires en trois points, par durée symbole, du signal à la sortie de l'ampli. En plus de la déformation non linéaire de la constellation, elle permet aussi de compenser l'interférence intersymbole et donne de meilleurs performances que la prédistorsion de données conventionnelle. En comparaison à la technique de prédistorsion à la cadence  $2/T$  présentée par les mêmes auteurs dans [5], celle-ci utilise un filtrage de mise en forme d'émission plus étroit permettant ainsi d'assurer une protection plus élevée contre l'interférence des canaux adjacents. Utilisant des constellations de type MAQ 64 et MAQ 256, on montre que la technique proposée permet une utilisation très efficace de la puissance disponible à l'émission.

### SUMMARY

In this paper, we present a new data predistortion technique using intersymbol interpolation for efficient compensation of high-power amplifier (HPA) nonlinearities in digital microwave radio systems employing QAM signal formats. It is a  $T/3$  - spaced data predistortion technique which cancels nonlinear distortion at the HPA output at three points per symbol interval. In addition to constellation warping, this technique also compensates for nonlinear intersymbol interference, and achieves a significant performance gain over conventional data predistortion. With respect to the  $T/2$  - spaced predistortion technique presented by the present authors in [5], the present one uses narrower pulse shaping at the transmitter and achieves a higher protection against adjacent channel interference. Using the 64 and 256 QAM signal constellations, it is shown that the proposed technique leads to a very efficient utilization of the available HPA power.

### I. INTRODUCTION

Les modulations d'amplitude de deux porteuses en quadrature (MAQ) à grand nombre d'états utilisées en faisceaux hertziens numériques sont très sensibles aux distorsions non linéaires. La source majeure de non linéarités dans les liaisons hertziennes est l'ampli de puissance d'émission qui est le plus souvent de type tube à onde progressive (TOP) ou transistor FET à AsGa. L'effet de la non linéarité peut être naturellement réduit en faisant fonctionner l'ampli loin de sa puissance de saturation, mais ceci réduit la puissance du signal émis et, par conséquent, la marge de la liaison vis-à-vis des évanouissements. Le point de fonctionnement de l'ampli est fixé en pratique en faisant un compromis entre le rapport signal à bruit (S/B) et la distorsion non linéaire.

Pour une utilisation plus efficace de l'ampli de puissance, on utilise couramment des circuits de prédistorsion placés à l'étage de fréquence intermédiaire (FI) ou à la fréquence porteuse de l'émetteur. Lorsque la réponse de l'ampli est connue d'avance, cette technique de prédistorsion permet d'atteindre de bonnes performances, mais sa limitation essentielle est qu'elle se prête mal à une implémentation adaptative.

Une deuxième technique de prédistorsion, appelée prédistorsion de données, a été proposée dans [1] et [2]. Ses performances ont été étudiées plus tard dans [3] et [4]. Lorsque le filtrage de mise en forme spectrale à l'émission est entièrement placé après l'ampli de puissance, la prédistorsion de données permet une parfaite inversion de la réponse de

l'ampli, mais dans le cas le plus courant où le filtrage est réalisé en bande de base ou en FI, les performances de cette technique sont très limitées parce qu'elle ne compense que la déformation de l'alphabet et pas l'interférence intersymbole (IIS).

Une technique de prédistorsion de données plus performante a été tout récemment proposée par les présents auteurs [5]. Il s'agit d'une technique de prédistorsion à interpolation intersymbole permettant d'avoir en sortie de l'ampli de puissance un signal sans prédistorsion en des points espacés de  $T/2$ , où  $T$  est la durée symbole. En ce qui concerne la compensation de la non linéarité, cette technique donne d'excellentes performances, mais la mise en forme spectrale d'émission utilisée ne permet pas d'atteindre une protection élevée contre l'interférence des canaux adjacents et limite son application à certains plans de fréquence.

Dans le présent article, nous présentons une nouvelle technique de prédistorsion de données permettant de pallier les inconvénients de la technique précédente tout en préservant ses performances. Avant de la décrire nous rappellerons brièvement la prédistorsion de données conventionnelle et la prédistorsion de données en  $T/2$  présentée dans [5].

### II. PREDISTORSION CONVENTIONNELLE

La prédistorsion de données consiste à modifier l'alphabet d'entrée de façon à obtenir l'alphabet nominal après passage dans la non linéarité. Dans la bande du signal, les amplis de puissance peuvent être caractérisés par leurs conversions

<sup>1</sup> LEP : membre de l'Organisation de Recherche de Philips



AM/AM et AM/PM que nous appelons  $A(r)$  et  $\Phi(r)$  respectivement.

Supposons maintenant que  $(\rho_i, \phi_i)$  désignent les coordonnées polaires du  $i$ ème point de la constellation nominale. Pour obtenir ce point après la non linéarité de l'ampli de puissance (à un gain  $G$  et une phase  $\xi$  près), on émet un point prédistoré  $(r_i, \theta_i)$ . Les coordonnées  $(r_i, \theta_i)$  sont données en fonction de  $(\rho_i, \phi_i)$  par les relations

$$r_i = A^{-1}[G\rho_i] \text{ et } \theta_i = \phi_i - \Phi(r_i) + \xi.$$

En calculant ainsi des coordonnées prédistorées pour chaque point de la constellation du signal, on peut totalement éliminer l'effet de la non linéarité à condition que la chaîne de transmission ne contienne pas de filtrage avant l'ampli de puissance. Or, pour des raisons technologiques, le filtrage de mise en forme spectrale d'émission est généralement placé à l'étage bande de base ou FI de l'émetteur. Bien que l'ampli de puissance soit une non linéarité sans mémoire (dans la bande du signal), son insertion entre le filtre d'émission et le filtre de réception donne lieu à un canal global à mémoire. Son effet sur les constellations MAQ est alors double :

a) Chaque point de la constellation devient un nuage de points, ce qui représente une IIS aux instants d'échantillonnage. Autrement dit, l'ampli non linéaire détruit la propriété d'IIS nulle du filtrage globale (émission, réception) qui est de Nyquist.

b) Les centres de gravité respectifs des nuages ne sont plus sur une grille rectangulaire comme dans le cas d'un canal linéaire. Ce deuxième effet est appelé "déformation de la constellation".

La technique de prédistorion de données conventionnelle, qui est un circuit non linéaire sans mémoire et agissant sur le signal en un point par durée symbole  $T$ , ne peut compenser que la déformation de la constellation. La compensation de l'IIS nécessite soit une prédistorion à mémoire, soit une prédistorion à interpolation intersymbole.

### III. PREDISTORION A LA CADENCE DOUBLE

Dans [5], nous avons présenté une technique de prédistorion permettant d'obtenir en sortie de l'ampli de puissance, un signal sans distorsion à des points espacés de  $T/2$ . Celle-ci fait usage d'une mise en forme spectrale fournissant des niveaux discrets tous les  $kT/2$  en sortie de l'émetteur. Cette mise en forme est composée d'un codeur polynomial de la forme

$$F(D) = (1 + D)^m \quad (1)$$

où  $D$  désigne un opérateur de retard  $T/2$  et  $m$  un entier positif, suivi d'un filtre passe-bas idéal de bande  $(-1/T, 1/T)$  ou d'un filtre en cosinus surélevé qui est de Nyquist pour une transmission à la cadence  $2/T$ .

Si l'on note par

$$s(t) = \sum_k a_k \delta(t - kT) \quad (2)$$

le train de symboles d'entrée, le codeur fournit

$$r(t) = \sum_k \{b_k \delta(t - kT) + c_k \delta(t - kT - T/2)\} \quad (3)$$

$$\text{avec } b_k = \sum_{i=0}^I C_m^{2i} a_{k-i} \text{ et } c_k = \sum_{j=0}^J C_m^{2j+1} a_{k-j}$$

où  $I$  désigne la partie entière de  $m/2$ , et  $J$  désigne la partie entière de  $(m-1)/2$ . Après filtrage passe-bas, nous avons

$$u(t) = \sum_k \{b_k p(t - kT) + c_k p(t - kT - T/2)\} \quad (4)$$

où  $p(t)$  désigne la réponse impulsionnelle du filtre passe-bas qui suit le codeur. Ce filtre étant de Nyquist pour une transmission à la cadence  $2/T$ , nous avons  $u(nT) = b_n$  et  $u(nT + T/2) = c_n$ , pour tout  $n$ . Ainsi, les valeurs du signal filtré appartiennent à l'alphabet  $\{b_k\}$  aux instants  $nT$  et à l'alphabet  $\{c_k\}$  aux instants  $nT + T/2$ . La prédistorion à la cadence double consiste à prédistorer les alphabets  $\{b_k\}$  et  $\{c_k\}$  en sortie du codeur, de façon à obtenir les alphabets désirés après la non linéarité. La

réalisation du circuit de prédistorion se fait à l'aide de mémoire vive (RAM) et son adaptation nécessite deux boucles de retour, l'une pour optimiser la prédistorion des symboles  $b_k$ , et l'autre pour optimiser la prédistorion des  $c_k$ .

Précisons enfin, que le filtrage de réception doit être choisi de façon à former un filtrage global qui soit de Nyquist (en l'absence de non linéarité). La fonction de transfert de la mise en forme à l'émission étant non nulle sur toute la bande  $(-1/T, 1/T)$ , le coefficient d'arrondi (roll-off) du filtrage global peut être choisi arbitrairement.

### IV. LA NOUVELLE TECHNIQUE DE PREDISTORION

Il a été démontré dans [5] que la prédistorion à la cadence  $2/T$  donne d'excellentes performances en ce qui concerne la compensation de la non linéarité, mais la largeur du filtrage d'émission utilisé limite la protection contre l'interférence des canaux adjacents et restreint le nombre d'applications en pratique. La technique que nous allons maintenant décrire permet d'augmenter considérablement la protection contre l'interférence des canaux adjacents tout en préservant les performances de la prédistorion à la cadence  $2/T$ .

Pour réduire l'interférence entre canaux adjacents, on est amené à réduire la bande du signal émis en dessous de  $1/T$ . Or, pour faire de la prédistorion à interpolation intersymbole, nous devons avoir un signal émis dont l'enveloppe passe par des niveaux discrets en des points espacés d'une durée inférieure à  $T$ . Strictement parlant, il n'existe pas de filtrage satisfaisant ces deux contraintes à la fois. Toutefois, nous avons pu identifier une classe de mise en forme spectrale ayant une bande monolatérale inférieure à  $1/T$  et permettant de faire une prédistorion à la cadence  $3/T$  après une troncature très raisonnable de la réponse impulsionnelle.

Comme précédemment, la mise en forme spectrale d'émission est composée d'un codeur polynomial suivi d'un filtre passe-bas. Le polynôme de codage est de la forme donnée dans (1), mais avec un opérateur  $D$  désignant un retard  $2T/3$ . De même, le filtrage qui suit le codage a une bande de  $(-3/4T, 3/4T)$ . Avec une telle mise en forme spectrale du côté émission, le filtrage de réception peut être synthétisé de façon à avoir un filtrage global de Nyquist avec un coefficient d'arrondi compris entre 0 et 0.5.

La réponse impulsionnelle de la mise en forme spectrale d'émission que nous venons de décrire présente des passages par zéro toutes les  $2T/3$ . Toutefois, les impulsions adjacentes étant séparées de  $T$ , les passages par zéro des impulsions successives ne coïncident pas. Ceci est illustré sur la Fig. 1a pour la mise en forme spectrale utilisant  $(1 + D)$  et sur la Fig. 1b pour celle utilisant le polynôme  $(1 + D)^2$ . Pour tous les polynômes, les échantillons espacés de  $T/3$  du signal filtré sont de la forme

$$x_{k,l} = x(kT + lT/3) = \sum_n h_{n,l} a_{k-n} \quad (5)$$

où  $h_{n,l} = h(nT + lT/3)$  avec  $n$  entier et  $l = 0, 1, 2$  désignent les échantillons de la réponse impulsionnelle de la mise en forme spectrale d'émission. Comme on peut le constater sur les Figs. 1a et 1b, à l'exception de quelques échantillons au centre des impulsions, un échantillon sur deux est nul. D'autre part, les impulsions tendent vers zéro très rapidement et peuvent être tronquées à une durée de 3 ou 4 symboles. Après troncature, il suffit de quelques termes dans la somme sur  $n$  dans (5) pour une représentation très précise des échantillons.

Pour la mise en forme utilisant le polynôme  $(1 + D)$ , nous considérons d'abord une troncature de la réponse impulsionnelle à 11 échantillons. Dans ce cas, les échantillons du signal de sortie s'écrivent

$$x_{k,0} = -0.085a_{k+1} + a_k + 0.424a_{k-1} \quad (6.a)$$

$$x_{k,1} = 1.27a_k \quad (6.b)$$

$$x_{k,2} = 0.424a_{k+1} + a_k - 0.085a_{k-1} \quad (6.c)$$

Pour une troncature à 15 échantillons, les expressions de  $x_{k,0}$  et  $x_{k,2}$  restent inchangées, mais l'expression de  $x_{k,1}$  devient

$$x_{k,1} = 0.036(a_{k+2} + a_{k-2}) + 1.27a_k \quad (7)$$

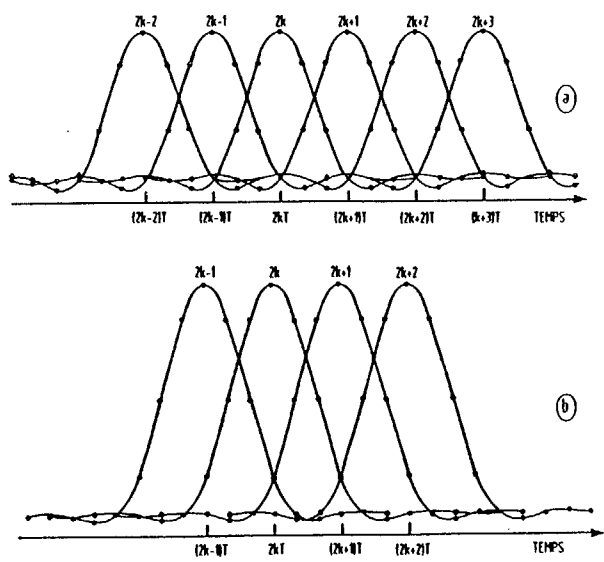


Figure 1. Réponse impulsionnelle et passages par zéro: (a)  $F(D) = 1 + D$ , (b)  $F(D) = (1 + D)^2$ .

Cette mise en forme spectrale avec ces deux troncatures a été utilisée en MAQ 64. En MAQ 256, on a utilisé le polynôme  $(1 + D)^2$  avec une troncature à 9 échantillons de la réponse impulsionnelle, ce qui donne

$$x_{k,0} = 1.698a_k + a_{k-1} \tag{8.a}$$

$$x_{k,1} = 0.339(a_{k+1} + a_{k-1}) + 2a_k \tag{8.b}$$

$$x_{k,2} = a_{k+1} + 1.698a_k \tag{8.c}$$

La Fig. 2 donne le schéma général d'un émetteur utilisant la technique de prédistorsion proposée. A partir du train de données  $\sum a_k \delta(t - kT)$ , un codeur délivre trois trains de données  $\sum b_k \delta(t - kT)$ ,  $\sum c_k \delta(t - kT - T/3)$  et  $\sum d_k \delta(t - kT - 2T/3)$ , avec  $b_k = x_{k,0}$ ,  $c_k = x_{k,1}$  et  $d_k = x_{k,2}$  exprimés dans les équations (6)-(8) en fonction des  $a_k$ . Chacun de ces trains est prédistoré par une RAM de prédistorsion. Les signaux de sortie des trois circuits de prédistorsion sont additionnés, puis filtrés par un filtre passe-bas. Ce filtre doit avoir une fonction de transfert constante dans la bande  $(-3/4T, 3/4T)$  et nulle au-delà de la fréquence  $9/4T$ . La Fig. 2 montre aussi les trois boucles de retour qui servent à adapter les circuits de prédistorsion.

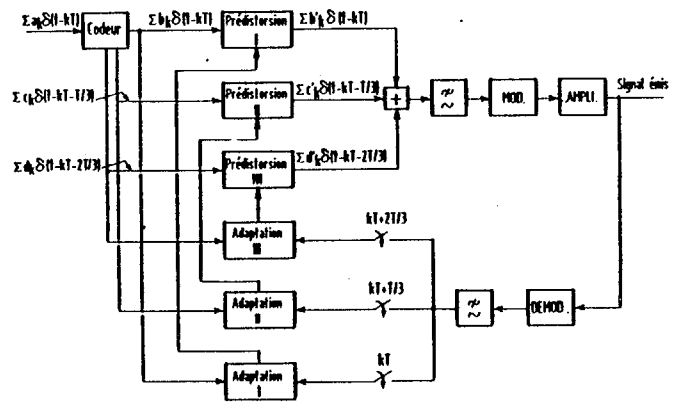


Figure 2. Schéma synoptique du circuit de prédistorsion à la cadence  $3/T$ .

Les alphabets  $\{b_k\}$ ,  $\{c_k\}$  et  $\{d_k\}$  déterminent la taille des mémoires RAM utilisées comme circuits de prédistorsion. Eux à leur tour, dépendent de l'alphabet d'entrée  $\{a_k\}$ , de l'ordre du polynôme  $m$  et de la troncature de la réponse impulsionnelle utilisés. Dans un système MAQ 64 utilisant le polynôme  $(1 + D)$  et une troncature de 11 ou 15 échantillons, les RAM de prédistorsion des  $\{b_k\}$  et des  $\{d_k\}$  ont une taille de 64K mots. Celle des  $\{c_k\}$  passe de 16K à 2K mots quand on réduit le

nombre d'échantillons de 15 à 11. De même, un système MAQ 256 utilisant un polynôme  $(1 + D)^2$  et une troncature de 9 échantillons nécessite des RAM de 16K mots pour la prédistorsion des  $\{b_k\}$  et des  $\{d_k\}$  et de 32K mots pour la prédistorsion des  $\{c_k\}$ .

V. EVALUATION DES PERFORMANCES

Le filtrage de Nyquist dans les systèmes de transmission est en général équitablement partagé entre l'émetteur et le récepteur. Ce partage, maximise le rapport S/B aux instants d'échantillonnage (filtrage adapté) d'un coté, et minimise l'interférence des canaux adjacents d'un autre coté. Notons que la protection contre l'interférence des canaux adjacents peut être mesurée par le facteur de réjection d'interférence (FRI) des filtres d'émission  $F_e(\omega)$  et de réception  $F_r(\omega)$ , et est défini par

$$FRI (dB) = 10 \log \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} F_r^2(\omega) F_r^2(\omega) d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} F_e^2(\omega - 2\pi F) F_r^2(\omega) d\omega} \tag{9}$$

où  $F$  est l'espacement spectral entre canaux adjacents.

Le partage du filtrage adopté dans la nouvelle technique de prédistorsion fournit un FRI plus faible que le partage conventionnel. Nous sommes donc amené à utiliser un facteur d'arrondi  $\alpha$  plus faible que dans le cas du filtrage conventionnel pour atteindre le même FRI. Une comparaison raisonnable entre les deux techniques de prédistorsion doit évidemment se faire lorsque les filtrages associés fournissent le même FRI.

Deux systèmes A et B ont été considérés dans nos comparaisons :

A) Le premier est un système MAQ 64, 140 Mbit/s, opérant dans un plan de fréquence avec un espacement entre canaux  $F = 30 MHz$  ( $F.T = 1.286$ ). Le FRI et la bande de bruit du récepteur  $W$  de ce système sont donnés dans la table 1, en fonction du facteur  $\alpha$  du filtrage global lorsque le filtrage de mise en forme d'émission utilise le polynôme  $(1 + D)$ . Notons que  $W$  est normalisée par la bande du filtre de réception conventionnel et exprimée en dB. La technique présentée dans [5] ne permettait pas d'obtenir, pour un tel système, un FRI très élevé rendant possible la réutilisation des fréquences. Par contre, on peut remarquer que cette nouvelle technique permet d'atteindre un FRI de 63.8 dB pour un  $\alpha$  de 0.15. Ce même FRI peut être atteint avec la technique conventionnelle du filtrage adapté avec  $\alpha = 0.32$ . A ce niveau du FRI, la nouvelle stratégie de filtrage perd (par rapport au filtrage conventionnel) 1.85 dB en terme de bande de bruit (Table 1), mais gagne 1.25 dB en terme de puissance émise, ce qui donne une perte nette de 0.6 dB sur un canal gaussien.

$\alpha$	$m = 1$ et $F.T = 1.286$		$m = 2$ et $F.T = 1.143$	
	FRI (dB)	W (dB)	FRI (dB)	W (dB)
0.4	34.5	1.5	19.9	4.9
0.35	37.9	1.6	22.8	4.7
0.3	41.8	1.6	25.3	4.5
0.25	46.7	1.7	27.5	4.5
0.2	53.3	1.8	29.5	4.6
0.15	63.8	1.8	31.1	4.6
0.1	88.2	1.9	32.1	4.8

Table 1. FRI et W en fonction de  $\alpha$ .

B) Le deuxième est un système MAQ 256, 2x140 Mbit/s et opérant dans un plan de fréquence avec un espacement entre canaux de 40 MHz ( $F.T = 1.143$ ). La technique présentée dans [5] ne permettait pas d'obtenir un FRI plus grand que 23 dB. Dans cette nouvelle technique, un FRI de 31.1 dB peut être assuré avec un filtrage de mise en forme d'émission utilisant le polynôme  $(1 + D)^2$  et un coefficient  $\alpha = 0.15$  du filtrage global (voir Table 1). Ce FRI est obtenu avec un  $\alpha = 0.25$  dans la





technique de filtrage conventionnelle. La table 1 indique une perte de 4.6 dB en bande de bruit pour ce  $\alpha$ , mais compte tenu du gain de 2.5 dB en terme de puissance moyenne émise, la perte nette sur un canal gaussien est de 2.1 dB.

En l'absence de non linéarité, notre stratégie de filtrage est donc pénalisée d'une façon significative par rapport au filtrage adapté. Son avantage est qu'elle permet une prédistorion à la cadence  $3/T$  qui, comme nous allons le voir, atteint un gain considérable par rapport à la prédistorion de données conventionnelle. Pour les deux systèmes A et B, l'effet de la non linéarité de l'ampli a été évalué dans les six cas suivants :

1. Filtrage conventionnel, sans prédistorion.
2. Filtrage conventionnel, prédistorion conventionnelle.
3. Prédistorion à la cadence  $3/T$ , sans troncature de la réponse impulsionnelle.
4. Prédistorion à la cadence  $3/T$ , troncature à 15 échantillons de la réponse impulsionnelle (système A).
5. Prédistorion à la cadence  $3/T$ , troncature à 11 échantillons de la réponse impulsionnelle (système A).
6. Prédistorion à la cadence  $3/T$ , troncature à 9 échantillons de la réponse impulsionnelle (système B).

La dégradation équivalente du rapport S/B causée par les distorsions non linéaires a été évaluée au taux d'erreur binaire (TEB) de  $10^{-4}$  pour différentes valeurs du recul R de l'ampli. R est défini comme la différence (en dB) entre la puissance de saturation de l'ampli et la puissance moyenne émise. Le critère d'évaluation est la dégradation totale définie comme la somme de la dégradation du rapport S/B et du recul R. Ainsi, en traçant la dégradation totale en fonction de R pour chaque système, on obtient un ensemble de courbes convexes. Le minimum de chaque courbe donne le recul optimal de l'ampli ainsi que la dégradation totale associée du système correspondant. Les méthodes utilisées pour simuler le canal non linéaire global qui, en bande de base et sans le circuit de prédistorion se présente comme un filtre d'émission  $F_e$  suivi d'un ampli non linéaire puis d'un filtre de réception  $F_r$ , ainsi que pour estimer le TEB sont les mêmes que celles utilisées dans [4]. L'ampli utilisé est le TOP caractérisé dans [6].

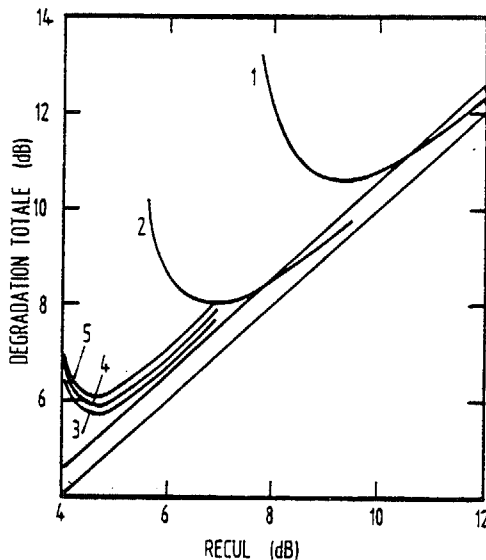


Figure 3. Dégradation totale en fonction du recul (système A).

La Fig. 3 donne les résultats pour le système A. On remarque que la prédistorion de données conventionnelle apporte 2.6 dB de gain par rapport au système sans prédistorion. On remarque ensuite, que la prédistorion à la cadence  $3/T$  (courbe 3) apporte un gain supplémentaire de 2.4 dB. Notons que la courbe 3 est obtenue sans aucune troncature de la réponse impulsionnelle. Une inversion exacte des formules donnant  $A(r)$  et  $\Phi(r)$  est appliquée sur les échantillons (espacés de  $T/3$ ) à l'entrée de l'ampli, sans tenir compte de la complexité du codeur associé. La courbe 4 montre qu'une troncature de la réponse

impulsionnelle à 15 échantillons dégrade les performances de 0.15 dB. De même, la courbe 5 montre qu'une troncature de la réponse à 11 échantillons dégrade les performances de la prédistorion idéale de 0.3 dB, laissant tout de même un gain considérable (2.1 dB) par rapport à la prédistorion de données conventionnelle.

Les résultats obtenus avec le système B sont résumés sur la Fig. 4. Dans ce cas la prédistorion conventionnelle améliore le rapport S/B de 2.4 dB, et la prédistorion à la cadence  $3/T$  idéale apporte une amélioration supplémentaire de 3.2 dB. Enfin, une troncature à 9 échantillons de la réponse impulsionnelle dégrade de 0.6 dB les performances de la prédistorion idéale, mais on conserve cependant un gain important de 2.6 dB par rapport à la prédistorion de données conventionnelle.

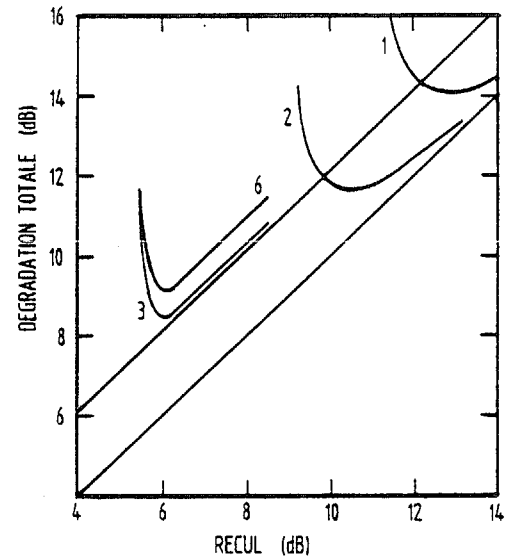


Figure 4. Dégradation totale en fonction du recul (système B).

## VI. CONCLUSION

Nous avons présenté une nouvelle technique de prédistorion de données à interpolation intersymbole. Comparée à celle présentée dans [5], elle présente l'avantage de faire usage d'un filtrage d'émission permettant d'assurer une protection plus élevée contre l'interférence des canaux adjacents tout en gardant d'excellentes performances en présence des non linéarités. En considérant deux systèmes de transmission, un premier utilisant une MAQ 64 et un deuxième utilisant une MAQ 256, nous avons montré que la nouvelle technique de prédistorion apporte un gain supérieur à 2 dB par rapport à la prédistorion de données conventionnelle.

## REFERENCES

- [1] J. Grabowski and R.C. Davis, "An experimental M-QAM modem using amplifier linearization and baseband equalization techniques", NTC'82 Conf. Rec., paper E.3.2, November 1982, Galveston, TX.
- [2] A.A.M. Saleh and Salz, "Adaptive linearization of power amplifiers in digital radio systems", Bell Syst. Tech. J., vol. 62, n°4, pp. 1019-1033, April 1983.
- [3] S. Pupolin and L.J. Greenstein, "Performance analysis of digital radio links with nonlinear transmit amplifiers", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. SAC-5, n°3, pp. 534-546, April 1987.
- [4] G. Karam and H. Sari, "Analysis of predistortion, equalization and ISI cancellation techniques in digital radio systems with nonlinear transmit amplifiers", à paraître dans IEEE Transactions on Communications, 1989.
- [5] G. Karam and H. Sari, "Improved data predistortion using intersymbol interpolation", à paraître dans ICC'89 Conf. Rec., Juin 1989, Boston.
- [6] A.A.M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers", IEEE Trans. Commun., vol. COM-29, n° 11, pp. 1715-1720, November 1981.