

COLLOQUE NATIONAL SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 26 au 30 AVRIL 1977

OPTIMISATION DU FILTRAGE DANS LES SYSTEMES TELEPHONIQUES CODES EN M.I.C.

C. Jacquart et D. Esteban

Laboratoire IBM
06610 La Gaude - France

RESUME

Dans les systèmes de commutation téléphonique utilisant la modulation par impulsions et codage (M.I.C.), les équipements de conversion analogique-numérique, et plus précisément, les filtres passe-bas, représentent une partie importante du coût de l'ensemble.

Une approche mixte, numérique, analogique est présentée, qui permet de tenir les normes sévères imposées à ces filtres. Ces normes sont déterminées à partir des spécifications actuelles des systèmes de transmission M.I.C. et de commutation téléphonique.

SUMMARY

In telephone switching systems using Pulse Code Modulation (P.C.M.), the analog to digital conversion and, more specifically, the low pass filtering brings a heavy contribution to the total cost.

A mixed digital/analog approach is presented which allows to meet the stringent requirements of these filters. These requirements being based on present P.C.M. transmission and telephone switching systems specifications.



1. Introduction

L'utilisation de la Modulation par Impulsions et Codage (M.I.C.) dans la transmission et la commutation téléphonique tend à se généraliser de par l'amélioration de la qualité du service et l'abaissement progressif du coût des équipements.

Les équipements de conversion des signaux analogiques, voix ou données, en signaux numériques sont un facteur important du coût des systèmes, facteur qui devient déterminant quand le nombre de ces équipements croît : les autocommutateurs téléphoniques utilisant la commutation temporelle et la modulation par impulsions et codage en sont un bon exemple.

Les équipements de conversion analogique numérique peuvent être grossièrement classés en 2 catégories :

- les équipements pouvant traiter plusieurs voies, dans lesquels les signaux analogiques préalablement filtrés et échantillonnés sont multiplexés dans le temps et codés par un seul convertisseur.
- les équipements pouvant traiter une voie, dans lesquels les opérations de filtrage, échantillonnage et codage sont effectuées voie par voie.

Dans les deux cas, l'opération de filtrage est effectuée sur chaque voie, à l'émission et à la réception. La présence de ces deux filtres dont, on le verra dans la suite de l'exposé, les tolérances sont sévères, grève lourdement le coût des équipements de voie et la question se pose naturellement de chercher à optimiser cette fonction filtrage pour en réduire le coût. Cette optimisation tient compte de certaines contraintes technologiques ainsi que de différentes spécifications de transmissions des systèmes téléphoniques en général et M.I.C en particulier.

Avant de présenter la solution retenue, nous rappellerons brièvement le fonctionnement d'une chaîne de conversion M.I.C en insistant sur la fonction filtrage, puis nous présenterons les caractéristiques des filtres émission et réception obtenues à partir des spécifications des systèmes de transmission M.I.C et/ou des systèmes téléphoniques analogiques.

2. La modulation par impulsions et Codage

La modulation par impulsions et codage consiste à représenter un signal analogique continu du temps par une suite de mots binaires. Pour cela, il faut échantillonner le signal, c'est-à-dire prendre sa valeur à intervalles réguliers, puis le quantifier c'est-à-dire approximer sa valeur exacte par un nombre entier d'unités élémentaires appelées "pas de quantification". Le codage consiste à représenter ce nombre en code binaire. Seules les opérations d'échantillonnage et de quantification qui constituent la conversion analogique numérique proprement dite interviennent dans la détermination des caractéristiques des filtres.

2.1 L'échantillonnage

Le signal analogique $f(t)$, où t représente le temps, est modulé par une fonction peigne $g(t)$. Le signal résultant $V(t) = f(t) \cdot g(t)$ est un train d'impulsions modulées en amplitude dont le spectre :

$$V(f) = F(f) \otimes G(f)$$

- où \otimes dénote l'opération de convolution - est constitué par la translation de la bande de base autour de la fréquence d'échantillonnage et de ses harmoniques. Cette bande peut être extraite par filtrage à condition que la fréquence d'échantillonnage (FE) soit supérieure au double de la bande de base (Fig. 1), ou fréquence maximum contenue dans le signal (F max)

$$FE > 2F_{\max}$$

La fréquence d'échantillonnage des systèmes de trans-

missions M.I.C, recommandée par le CCITT et adoptée par la C.E.P.T. et les Etats-Unis (ATT) est de 8 KHz. Elle permet la restitution de la bande de base téléphonique (300 - 3400 Hz) et l'élimination des bandes repliées par un filtre physiquement réalisable.

2.2 Quantification

La quantification des échantillons du signal consiste à mesurer ces échantillons à l'aide d'une unité : le pas de quantification et à exprimer cette mesure par un nombre entier d'unités.

On introduit alors une erreur systématique dont la valeur est au plus égale à $\pm 1/2$ du pas de quantification et qui se traduit par un bruit dit de quantification. Lorsque le pas de quantification est fixe, le bruit de quantification est constant et le rapport signal sur bruit varie comme le signal.

Lorsque le pas de quantification varie en fonction de l'amplitude de l'échantillon, le rapport signal sur bruit peut être maintenu constant sur une dynamique donnée. La variation du pas de quantification en fonction du niveau du signal suit une loi dite de compression, un exemple en est donné sur la Fig. 2 avec la valeur correspondante du rapport signal sur bruit.

Le calcul du bruit de quantification apporté par un codage M.I.C à N éléments binaire dont le pas de quantification Q est égal à :

$$Q = \frac{2 V_{\max}}{2^N}$$

vaut

$$\sigma^2 = \frac{Q^2}{12} \quad \text{ou} \quad V_{\text{eff}} = \frac{Q}{2\sqrt{3}} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{3} 2^N}$$

ce qui donne un rapport signal sur bruit de quantification pour un signal sinusoïdal

$$\frac{S}{B} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{3} 2^N}{V_{\max}} = 2^N \sqrt{\frac{3}{2}}$$

$$\text{ou} \quad \frac{S}{B} \text{ dB} = 6N + 1.8$$

Le bruit est supposé constant dans une bande de fréquence égale à la fréquence d'échantillonnage. On voit alors l'importance de filtre de réception qui, en plus de sa fonction d'élimination des bandes repliées permet de diminuer la quantité de bruit tombant dans la bande téléphonique (300 - 3400 Hz).

3. Les caractéristiques des filtres

Les caractéristiques des filtres émission et réception d'un système de codage M.I.C adapté à la commutation téléphonique se déduisent :

- des spécifications des systèmes de transmission M.I.C - recommandations du CCITT.
- des spécifications de transmissions téléphoniques données par les administrations des P.T.T.

3.1 Distorsion d'affaiblissement dans la bande passante
Il s'agit de la distorsion d'affaiblissement par rapport à 800 Hz. On peut retenir la valeur

$$= \pm 0,5 \text{ dB}$$

dans la bande 300 - 3400 Hz. Cette valeur qui concerne la liaison complète entre deux extrémités 2 fils est proche des spécifications des autocommutateurs téléphoniques. Elle est à répartir de façon égale entre les filtres émission et réception.

3.2 Affaiblissement dans la bande atténuée

Filter_émission

Le repliement de spectre dû à l'échantillonnage fait que tout signal d'entrée hors bande donne des fréquences images dans la bande passante $\frac{FE}{2}$ et hors bande (Fig. 3)

L'atténuation de ces fréquences images générées par des signaux d'entrées dans la bande 4.6-72 KHz doit être supérieure à 25 dB (spécification CEPT/CCITT G 712). Le filtre émission doit donc atténuer d'au moins 25 dB toute fréquence supérieure à 4.6 KHz.

Filter_réception

L'atténuation des fréquences images hors bande générées par des signaux d'entrées dans la bande 300 - 3400 Hz doit être supérieure à 25 dB (spécification CEPT/CCITT G 712). Le filtre réception doit donc atténuer d'au moins 25 dB toute fréquence supérieure à 4.6 KHz. Des spécifications d'autocommutateurs définissent des normes de bruit hors bande par rapport à la puissance du signal dans la bande :

| | |
|-------------------|-----------|
| 4.2 - 7.4 KHz : | - 17,5 dB |
| 8.2 - 11.4 KHz : | - 35 dB |
| 12.2 - 15.3 KHz : | - 52 dB |

Dans la détermination du gabarit du filtre réception il faut aussi tenir compte de la réponse en fréquence du circuit bloqueur d'ordre zéro (réponse de type $\frac{\sin x}{x}$).

Des considérations précédentes, on déduit le gabarit amplitude fréquence complet des filtres émission et réception (Fig. 4).

3.3 Distorsion du temps de propagation de groupe. Cette caractéristique, déterminante en transmission de donnée, est très sensible à l'approche utilisée dans la conception du filtrage.

Les spécifications des systèmes M.I.C sont nettement supérieures aux valeurs rencontrées dans les autocommutateurs : 100 µs.

La solution de filtrage retenue permet en fait de tenir ces valeurs.

4. Optimisation du Filtrage

Les caractéristiques des filtres sont telles que leur réalisation entièrement analogique n'est pas concevable, ou du moins pas compétitive.

La solution retenue (Figure 5) consiste à effectuer un premier échantillonnage à la fréquence de 16 KHz, à convertir les échantillons en M.I.C. linéaire à 12 éléments binaires, puis à filtrer numériquement la bande 4-12 KHz (symétrie autour de 8 KHz). La sortie des mçts binaires du filtre numérique s'effectuant au rythme de 8 KHz. A la réception, un filtre numérique assure l'interpolation 8/16 KHz et le filtrage de la bande 4-12 KHz. Comme le montre la figure 7, le filtre numérique du type transversal apporte la raideur de la bande de transition : 28 dB de 3.4 à 4.6 KHz sans variation de temps de groupe (phase linéaire) et avec une très faible distorsion d'affaiblissement dans la bande passante : ± 0,1 dB.

Deux filtres analogiques (préfiltre à l'émission, post-filtre à la réception) éliminent les composantes supérieures à 12 KHz.

4.1 Préfiltre

Compte tenu du gabarit global défini précédemment et du filtre numérique, le préfiltre a les caractéristiques minimales suivantes :

- distorsion d'affaiblissement dans la bande ± 0,2 dB

- affaiblissement dans la bande atténuée 25 dB au-dessus de 12 KHz.

Une structure Cauer-Tchebycheff du 3ème ordre a été retenue et a été réalisée sous deux formes (Fig. 6) :

- à l'aide d'un circuit gyrateur,
- à l'aide d'amplificateurs opérationnels.

4.2 Post Filtre

Compte tenu du gabarit global défini précédemment, du filtre numérique et du $\frac{\sin x}{x}$ hors bande, le post filtre a les caractéristiques suivantes :

- distorsion d'affaiblissement dans la bande ± 0,2 dB
- affaiblissement dans la bande atténuée 42 dB au-dessus de 12 KHz.

Ce filtre est réalisé à partir d'une cellule Cauer-Tchebycheff du 3ème ordre identique au préfiltre à laquelle on a ajouté une cellule du 2ème ordre du type Butterworth. Cette dernière cellule peut être utilisée pour compenser la réponse en $\frac{\sin x}{x}$ du bloqueur d'ordre zéro.

Cette compensation peut aussi être effectuée dans le filtre numérique de réception.

4.3 Filtre numérique

Le filtre numérique utilisé à l'émission et à la réception assure :

- la conversion de l'échantillonnage de 16 KHz à 8 KHz et réciproquement
- le filtrage de la bande de fréquence comprise entre 4 et 12 KHz avec les caractéristiques suivantes :

- distorsion d'affaiblissement dans la bande :

$Dp = \pm 0,1 \text{ dB}$

- affaiblissement dans la bande atténuée :

$Da = 28 \text{ dB de } 4,6 \text{ à } 8 \text{ KHz}$

Un filtre transversal répondant à ces caractéristiques possède 17 prises à coefficients non nuls. Les coefficients ont été choisis entiers et à minimum d'éléments binaires "1" pour minimiser le nombre d'additions à effectuer. La décomposition du filtre en 2 parties : paire et impaire permet la conversion : 16/8 KHz et 8/16 KHz /1/. Une réalisation microprogrammée de ce type de filtre utilisant des circuits logiques rapides et traitant 30 voies simultanément, est décrite dans /2/.

5. Conclusion

Les contraintes de filtrage imposées aux systèmes M.I.C. utilisées en commutation téléphonique sont telles que l'emploi exclusif de filtres analogiques ne semble pas justifié. Les filtres numériques transversaux dont les caractéristiques de précision, stabilité, linéarité de phase sont uniques, apportent une solution qui s'avère également économique compte tenu de l'intégration à large échelle.

Le filtrage analogique résiduel se trouve considérablement simplifié et par suite, peut bénéficier des techniques analogiques hybrides bon marché (couches épaisses, condensateurs rapportés).



Références

- /1/ M. Bellanger, J.L. Daguet, G. Lepagnol,
Application des Techniques numériques au filtrage
du signal téléphonique : un filtre de voie numéri-
que pour système MIC,

Informatique et Télécommunications, Congrès AFCET
1973, Rennes, p. 133.
- /2/ O. Maurel, J. Paturet, D. Esteban,
Techniques de filtrage numérique applicables à des
microprocesseurs sans multiplication câblée,

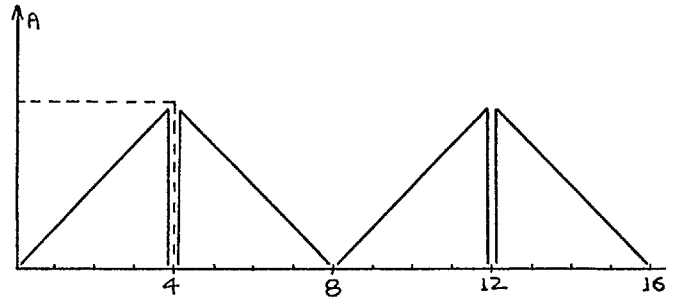


Fig. 1 - Repliement du spectre

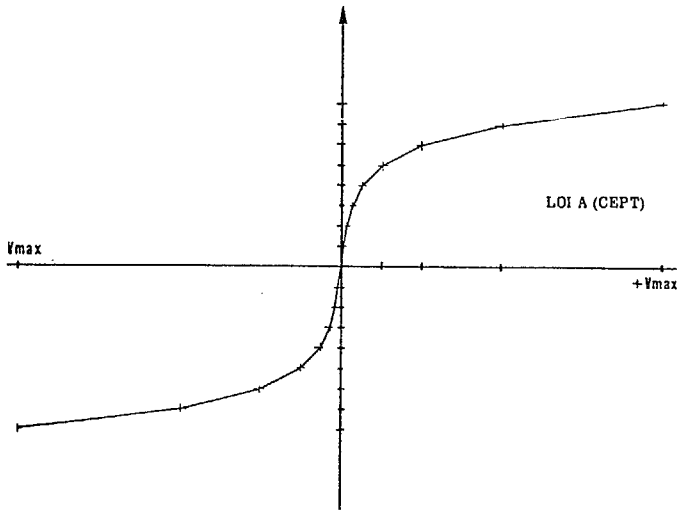


Fig. 2 - Loi de compression, rapport $\frac{S}{B}$

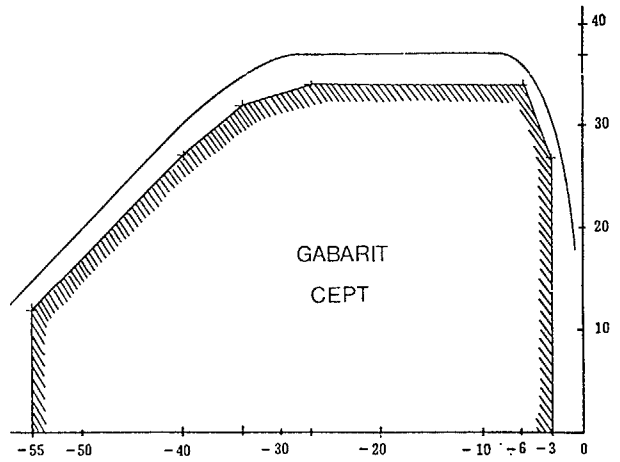


Fig. 4 - Gabarit des filtres

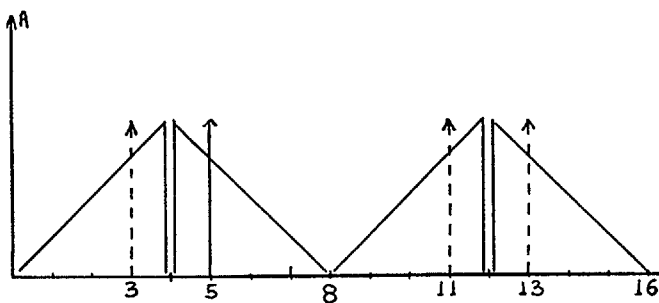


Fig. 3 - Fréquences images

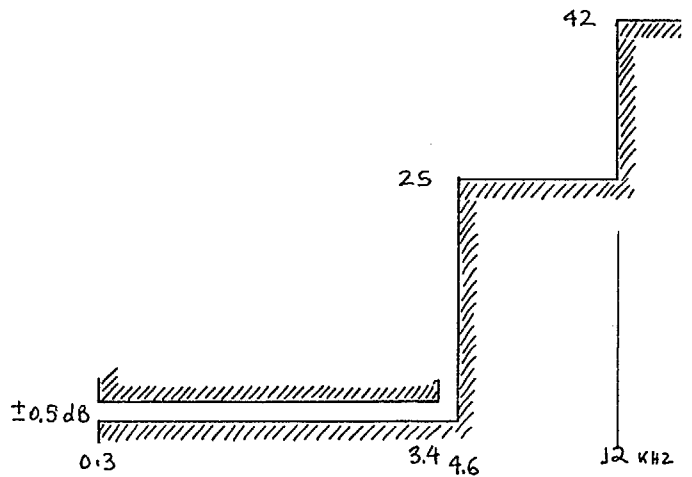
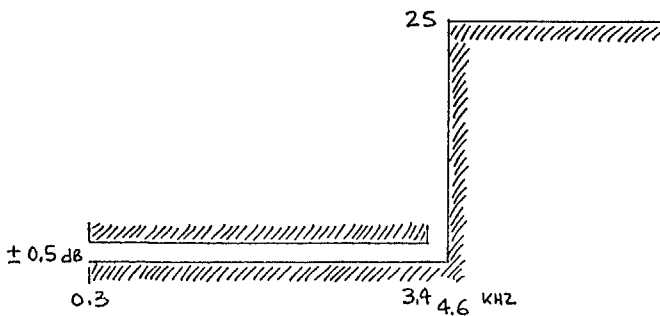


Fig. 4 - Gabarit des filtres



OPTIMISATION DU FILTRAGE DANS LES SYSTEMES TELEPHONIQUES CODES EN M.I.C.

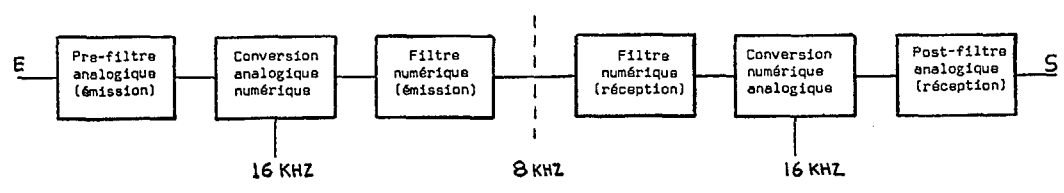


Fig. 5 - Filtrage mixte numérique/analogique

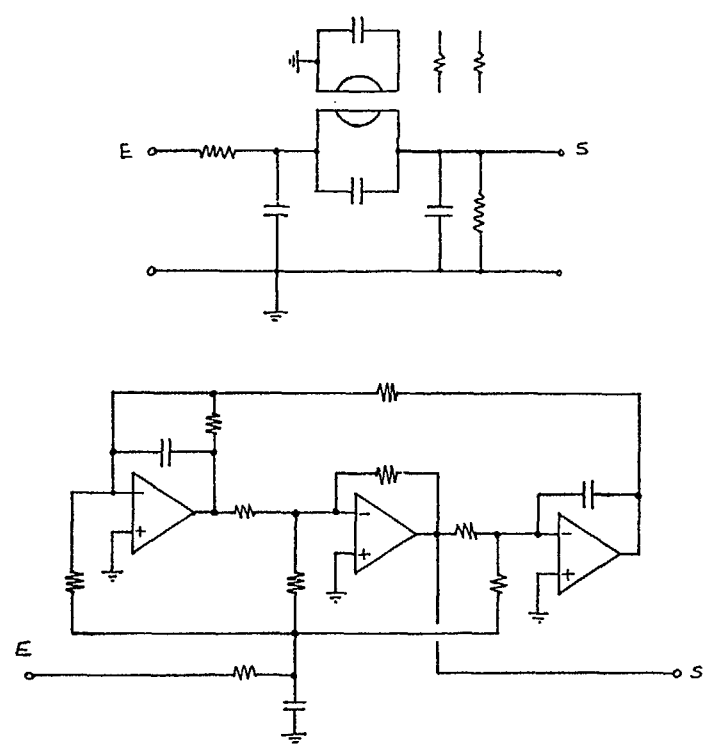


Fig. 6 - Filtres analogiques

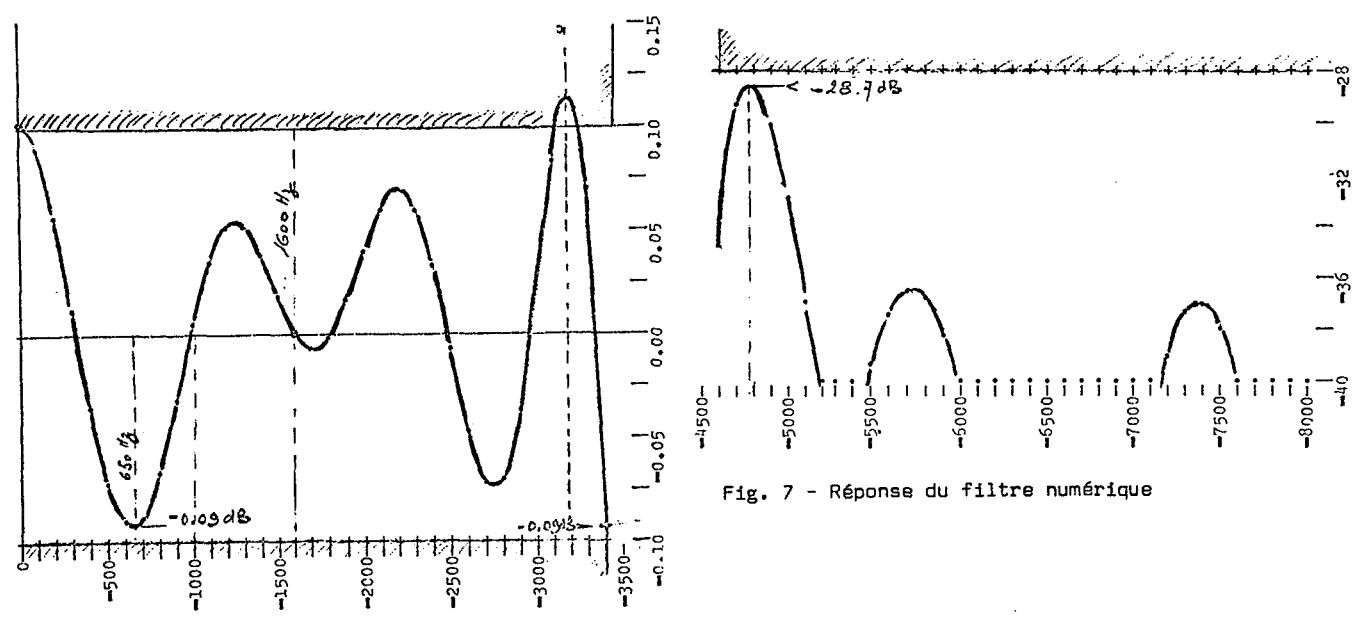


Fig. 7 - Réponse du filtre numérique

