

Reconnaissance autodidacte de standards à l'aide de réseaux de neurones RBF

Christian ROLAND, Jacques PALICOT

FranceTelecom R&D-DMR-DDH
BP59, 35512 Cesson-Sévigné, France

Jacques.palicot@francetelecom.com

Résumé - L'idée d'un terminal pouvant transmettre n'importe quel type d'informations (voix ou données), de n'importe où, sur n'importe quel réseau commence à faire son chemin. Cela explique le nombre important d'études concernant les terminaux reconfigurables. C'est dans ce contexte, que nous proposons un terminal reconfigurable de manière autoadaptative. Pour réaliser cela, cet article présente une fonction de reconnaissance autodidacte du standard que le terminal désire démoduler. Nous proposons une reconnaissance basée sur l'utilisation de réseau de neurones RBF. Nous avons en particulier défini une nouvelle erreur "l'erreur combinée" qui permet d'obtenir des résultats satisfaisants.

Abstract – For providing every service, every where on every network, the solution currently studied in the telecommunication community is to propose re-configurable terminals. This is now possible thanks to Software Radio technology. The general tendency is to make these terminals sufficiently « intelligent » so that they themselves choose their own function mode. The technique proposed in this article allows this result to be arrived at via automatic research carried out by the receiver without any user intervention. A first study of the parameters of all the current systems has allowed us to identify the « channel bandwidth » as a discriminating parameter. We therefore propose to recognize this parameter using Radial Basis Functions Neural Networks. We have defined a new error which combines two others known errors function in order to obtain convincing results.

1 Introduction

L'explosion des ventes de téléphones portables et l'augmentation du volume de transmission des données (en particulier sur Internet) montre combien les usagers mais aussi les opérateurs ont des besoins grandissant de communications en tout lieu et à tout instant.

Une mobilité géographique importante conduit à des contraintes fortes sur les terminaux. Ceux-ci doivent pouvoir en fonction de leur localisation se connecter sur des réseaux qui possèdent des normes différentes. Si cela semble plus facile pour un terminal fixe (on peut prendre son temps pour le configurer), la mobilité engendre un changement de réseau qui doit se réaliser en évitant les coupures de communication pour l'utilisateur (Handover).

Afin de permettre ce décloisonnement géographique, la solution la plus simple est de trouver une bande commune au niveau mondial qui accepterait plusieurs types de transmission de données. La norme UMTS essaie de répondre à ces critères. Les rivalités d'intérêt ainsi que la libéralisation et la vente des fréquences dans certains pays conduit plutôt à une multiplication des systèmes à normes de coexistence (où les contraintes de ces normes sont réduites au minimum comme la puissance et la largeur de bande).

Le besoin en terminaux multifonctions est aussi important, ce qui explique la forte mobilisation des industriels afin d'offrir des nouvelles fonctions sur leurs terminaux : radio, services Internet... En effet, un terminal universel reconfigurable possède une architecture qui lui permet de passer d'un système de transmission à un autre. Sa structure va du simple empilement de récepteurs à la radio logicielle entièrement numérique (SWR SoftWare Radio), en passant par tous les états intermédiaires possibles SDR (Software Defined Radio).

L'orientation actuelle est de rendre ces terminaux suffisamment "intelligents" pour qu'ils choisissent eux-mêmes leur standard de fonctionnement. C'est dans ce contexte que nous proposons un Récepteur Universel Auto-adaptatif (RUA) [1] qui répond à ce besoin en effectuant, dans un premier temps, une reconnaissance autodidacte des systèmes puis dans un second temps en adaptant ses logiciels au standard reconnu. Notre méthode consiste à l'aide d'une reconnaissance autodidacte d'un paramètre discriminant à retrouver les standards reçus par le terminal. Le paragraphe 2 montre que la bande passante est ce paramètre discriminant.

De nombreuses méthodes ont été proposées afin de mesurer la bande passante du canal d'un signal numérique [2]. Toutes sont faites dans le domaine fréquentiel à l'aide de périodogrammes du signal reçu.

- La plus simple consiste à mesurer 2 fréquences porteuses consécutives. Cette mesure n'est possible que si toutes les porteuses existent ce qui est rarement le cas.
- D'autres méthodes consistent à mesurer la bande à 3 dB (ou à mi-puissance) sur une porteuse donnée ou la bande en dehors de laquelle la puissance est inférieure à une valeur donnée. Ces mesures sont particulièrement difficiles lorsque de nombreux canaux sont adjacents dans la bande analysée [2].
- Dernièrement, l'utilisation d'un scalogramme [3] a été proposée pour la mesure des spectres de types OFDM.
- La solution que nous proposons résout le problème en effectuant une reconnaissance de forme. Elle s'intéresse donc à la bande passante mais aussi à la modulation et au filtre de mise en forme.

Cette méthode est détaillée dans le paragraphe 3. Enfin la 4^{ème} partie présente les résultats obtenus.

2 Étude des paramètres discriminants des standards

Il est particulièrement difficile de "lire" dans le signal reçu tous les paramètres de la couche physique de manière à reconnaître les standards de transmission. C'est pourquoi nous avons cherché à identifier le ou les paramètres discriminants l'ensemble des systèmes existants. Cette étude n'a évidemment de sens que pour les standards existants et dans un milieu coopératif.

L'étude des paramètres des différents standards nous a permis d'identifier comme paramètre le plus discriminant la bande passante canal BW (cf. Table 1) qui est généralement équivalent à l'écart interporteuse Δf . Parmi les autres paramètres discriminants on trouve la fréquence symbole f_s et la modulation mais ces paramètres sont soit moins discriminants soit plus difficile d'accès. On retiendra aussi l'intervalle de garde pour discriminer la famille des systèmes multiporteuses de celle des monoporteuses.

Norme	BW (MHz)	Modulation
PDC	0.025	$\pi/4$ DMDP4
D-AMPS	0.03	$\pi/4$ DMDP4
CT2	0.1	MDF
GSM	0.2	FSM
PHS	0.3	MDF
IS95, GLOBALSTAR	1.25	SD-MDP4
DAB	1.6	OFDM/MDP4
DECT	1.728	MDF-PC
UMTS	5	SD-MDP4
RLAN (2,4 GHz)	10	SD-MDP4
HIPERLAN	20	OFDM/MDP4
DVB-T	8	OFDM/MAQ
LMDS	8	MDP4/MAQ

Tableau 1 : largeur de bande canal des principaux standards

L'occupation spectrale d'un canal modulé est définie à partir de sa densité spectrale. Elle dépend donc essentiellement de la modulation, des formes d'impulsions et du filtre de canal. Ce spectre est réalisé à l'aide d'un périodogramme moyenné du signal d'entrée et est donné par l'équation suivante : (1)

$$\gamma(m) = E \left[\sum_{p=1}^P \gamma_{\text{mod},p}(mf_e - f_p) \times |F_p(mf_e - f_p)|^2 \times |H_p(mf_e)|^2 \right]$$

Ce spectre contient donc la somme de p canaux qui sont chacun le produit des différentes densités spectrales des modulations par le filtre de mise en forme multiplié par les perturbations fréquentielles du canal.

A l'aide d'un réseau de neurones présenté dans le paragraphe 3 suivant, on comparera ce spectre réel avec une base de spectres de référence.

3 Reconnaissance du standard

L'avantage d'un réseau de neurones pour la recherche de la bande passante canal BW est qu'il effectue une reconnaissance de forme sur le spectre des signaux. Il tient donc compte des paramètres BW , modulation et filtre de mise en forme. De plus, il est résistant aux perturbations engendrées par le canal de transmission.

Dans ce paragraphe, nous présentons l'adaptation d'un réseau de neurones RBF à notre problème de reconnaissance de largeur de bande BW .

3.1 Les réseaux RBF

Les réseaux RBF (pour Radial Basic Function) furent utilisés la première fois dans un contexte neuromimétiques par Broomhead et Lowe [4]. Cette technique s'avère être rapide et efficace pour les applications de classification ce qui explique notre choix. Ce type de réseau est capable de calculs très puissants. En effet, il a été démontré qu'il s'agit d'un estimateur universel [5].

Un réseau est composé de trois couches fonctionnelles (réseaux d'entrée, la couche cachée de RBF et une sortie linéaire auxquelles peuvent s'ajouter un pré et un post-traitement (cf. figure 1).

Le fonctionnement du réseau de neurones comprend deux étapes. La première, l'apprentissage a pour but d'obtenir à l'aide d'un éventail suffisamment représentatif de spectres de signaux réels ou simulés une convergence des poids du réseau de neurones. Un prétraitement nous a permis d'éviter cette

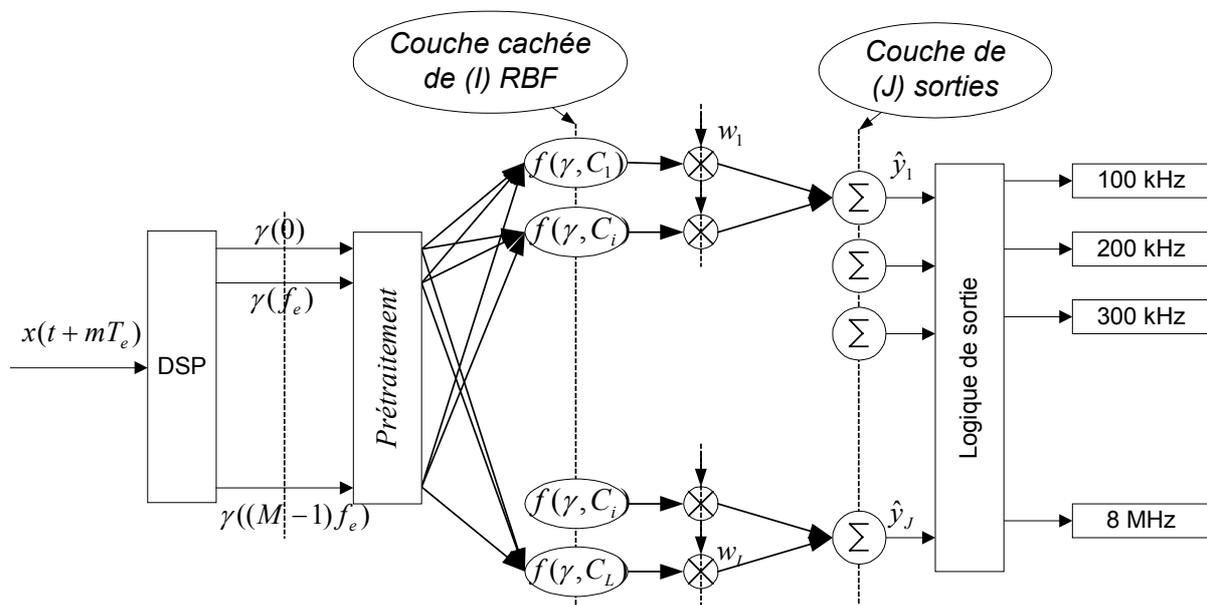


Figure 1 : Schéma général du réseau de neurones

phase. La seconde est la phase de reconnaissance.

L'entrée du réseau est formée des points de la DSP $\vec{\gamma}(m)$ (cf. équation 1) à partir du signal radiofréquence d'entrée $x(mT_e)$ échantillonné à la fréquence rythme f_e .

La composante m du vecteur $\vec{\gamma}$ est donnée par :

$$\gamma(m) = E[|X(mf_e)|^2]$$

où $X(mf_e) = \text{TFR}_M(x(mT_e))$ et M la dimension de la TFR.

Si L_i est la dimension du $i^{\text{ème}}$ spectre de référence \vec{C}_i alors l'équation de sortie du réseau est :

$$\hat{y}(n) = \sum_{i=1}^I w_i f(\vec{\gamma}(l), \vec{C}_i(l))$$

où f est la fonction d'erreur d'un neurone RBF.

Nous avons testé plusieurs fonctions d'erreur : deux fonctions d'erreur quadratique moyenne entre les 2 densités spectrales de puissance. L'une sur les spectres linéaires et l'autre sur le log des spectres.

$$EQM \text{ lin} = \frac{1}{L_i} \sum_{l=1}^{L_i} (\gamma(l) - C_i(l))^2$$

$$EQM \text{ log} = \frac{1}{L_i} \sum_{l=1}^{L_i} (\log \gamma(l) - \log C_i(l))^2$$

C'est l'erreur suivante qui est la combinée des deux précédentes qui a donné les meilleurs résultats :

$$EQM \text{ Comb} = \frac{1}{L_i} \sum_{l=1}^{L_i} ((\gamma(l) - C_i(l))^2 \times |\log(\gamma(l) / C_i(l))|)$$

3.2 Détermination des spectres de Réf.

Chaque neurone compare donc un spectre réel avec un spectre de référence.

$$C_i(l) = \gamma_{\text{mod},i}(lf_e - f_i) \times |F_i(lf_e - f_i)|^2$$

- Les spectres de signaux monoporteurs GMDF ou GMDF-PC (GSM (cf. figure 2b), PHS) sont calculés à partir du produit des spectres des modulation MDF ou MDF-PC par filtrage gaussien.
- Les spectres des modulations SD-SS, MAQ et MDP4 (LMDS (cf. figure 2a), IS95, UMTS) sont générés par le filtrage correspond (Racine de cosinus surélevé).
- Les spectres OFDM (DAB, DVB-T) sont approchés par une porte fréquentielle.

Deux exemples (l'un correspondant à un canal LMDS et le second à un GSM) sont représentées sur la figure n°2.

En prenant $M = 8 \text{ k}$ points pour la TFR, le nombre de points des spectres de références $L_i = 82$ pour le GSM (correspondant à 2 fois 200 kHz) et $L_i = 1638$ points pour le LMDS (8 MHz) sont calculés en utilisant l'équation n° 2 suivante :

$$L_i = \frac{BW \text{ Canal}}{BW \text{ Analyse}} \times M \quad (2)$$

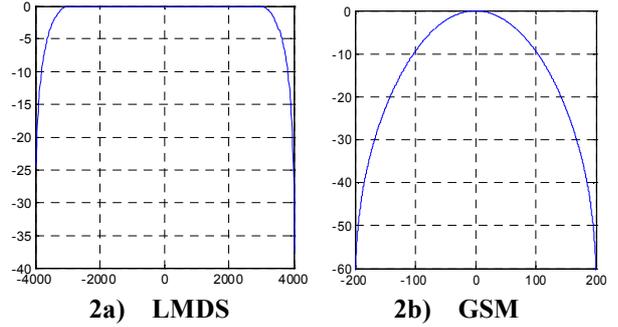


Figure 2 : Spectres de référence

3.3 Prétraitement

Le schéma de la figure 3 correspond au prétraitement qui contient 3 fonctions principales (décomposition cyclique du spectre, suppression de certains tronçons, normalisation des tronçons).

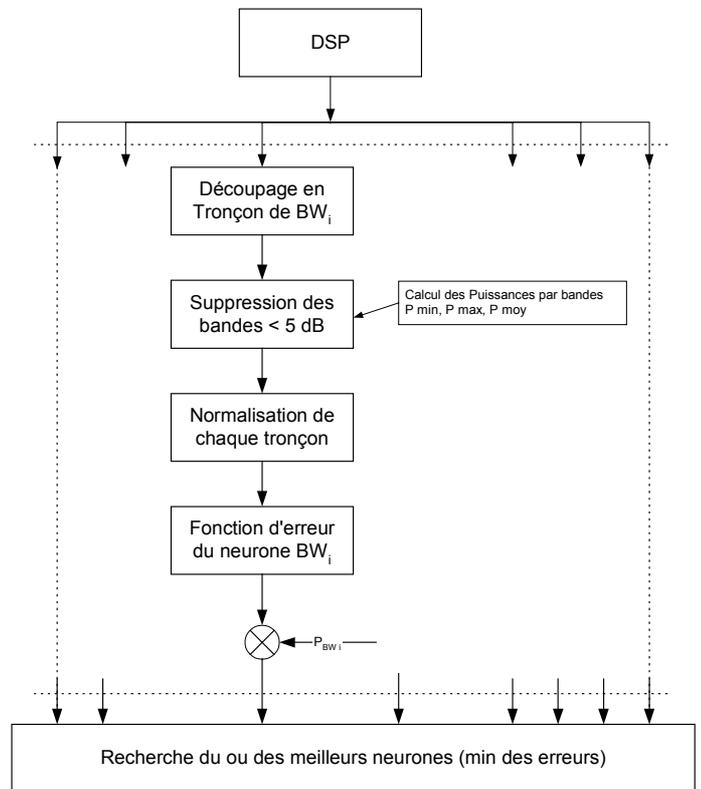


Figure 3 : le prétraitement

Décomposition cyclique du spectre d'entrée γ

Chaque spectre de référence contenant un nombre de points de DSP différents il s'avère nécessaire de tronçonner le spectre étudié afin de le comparer aux différents spectres de référence. Le nombre de tronçons pour un spectre de référence est donné par le rapport M/L_i

Normalisation

Un contrôle automatique de gain est nécessaire afin d'adapter la puissance moyenne de chaque tronçon de spectre du signal à celle du spectre de référence et ainsi effectuer un calcul d'erreur normalisé.

3.4 synchronisation fréquentielle

Une synchronisation fréquentielle des spectres est nécessaire. En effet, il n'existe aucune raison pour que le tronçon que l'on compare au spectre de référence soit correctement synchronisé. La méthode que nous avons choisie pour pallier ce problème consiste à créer des tronçons décalés cycliquement qui sont ensuite comparés individuellement au spectre de référence correspondant (cf. figure n° 4).

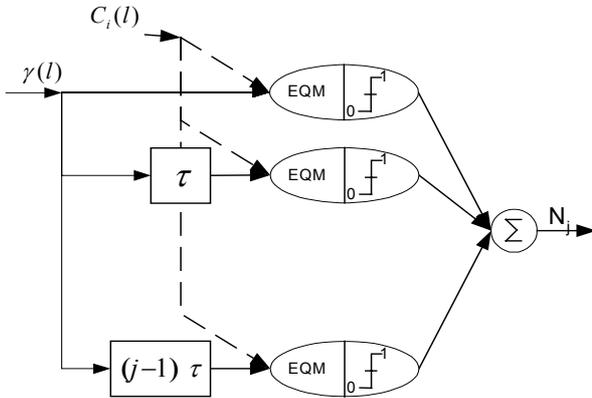


Figure 4 : la synchronisation fréquentielle

Un spectre de référence est donc comparé à 20 neurones décalés de 5 % car après avoir étudié les courbes de résultats ce taux ne génère en sortie qu'une variation très faible de l'erreur combinée.

3.5 Neurone de sortie

Le choix dépend des neurones actifs de la couche cachée et de règles de priorité et de vraisemblance (comme par exemple l'information fournie par la détection du paramètre IG).

4 Résultats

Une campagne de test a été menée en indoor (fixe et nomade) sur des signaux réels.

On utilise un système d'acquisition de signaux réels à 40 Méch/s avec 8 bits efficaces pour tester notre algorithme. On prend un périodogramme moyenné avec 8 TFR.

Le seuil des neurones est fixé en cherchant d'une part à maximiser le taux de bonnes détections et minimiser celui des fausses alarmes.

La figure 5 montre que pour l'erreur combinée un choix de seuil de 0.2 permet d'optimiser la distance Δ entre les bonnes détections (BD) souhaitées et les fausses détections (FD) des autres systèmes et ceci sur les mêmes stimuli. On privilégie le maximum de BD en effet la logique de sortie permet de minimiser les FD grâce aux règles de vraisemblance du neurone de sortie, comme par exemple le nombre d'activation du standard dans la bande analysée.

Cependant pour la discrimination de certains standards, le neurone IG est nécessaire afin de discriminer les signaux DAB de ceux du DECT (comme entre les standards DVB-T et LMDS). En effet les bandes passantes canal de ces standards sont trop voisines (< 10% de différence).

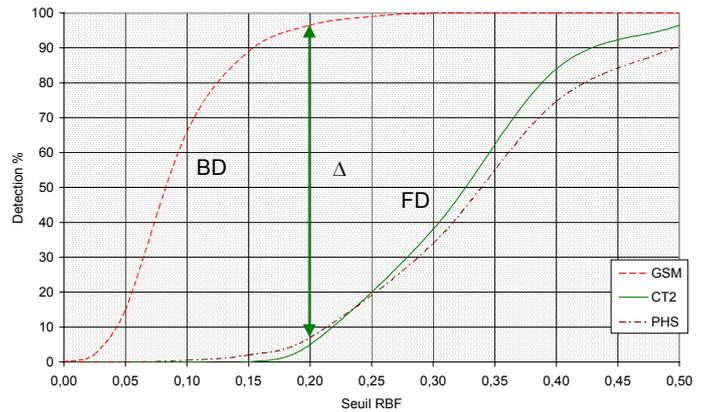


Figure 5 : Résultats en fonction du seuil des neurones

Le système complet nous permet d'obtenir les résultats du tableau suivant (Tableau 2).

Standard émis	Taux de bonnes détections
GSM	99 %
DECT	93 %
DAB	85 %
DVB-T	90 %
RLAN	94 %
LMDS	99 %

Tableau 2 : taux de bonnes détections

Conclusions

L'idée de réaliser un récepteur re-configurable de manière auto-adaptative, grâce à la reconnaissance autodidacte des standards en cours de transmission dans une large bande de fréquence, devient tout à fait pertinente et réaliste avec la méthode que nous proposons dans cet article. En effet, outre les résultats satisfaisants de bonne détection, la méthode s'avère simple à mettre en œuvre et est compatible avec les puissances de calcul des futurs processeurs de signaux.

Références

- [1] C. Roland, J. Palicot, "A Blind Recognition of the Transmitted Signal for a Self-Adaptive Re-configurable Terminal", Summit 01, Sept. 2001, Barcelone.
- [2] F. Amoroso, "The Bandwidth of the Digital Data Signal", IEEE Communications Magazine, Vol. 18, November 80, pp. 13-24.
- [3] W. Akmuiche, "discrimination des modulations monoporteuses et multiporteuses OFDM", thèse UBO, UER sciences et techniques, Rennes le 10 oct. 2000.
- [4] D. S. Broomhead, D. Love, "Multivariable Functional Interpolation and Adaptive Networks", Complex Systems, Volume 2, pp. 321-355, 1988.
- [5] J. Park, I. W. Sanderg, "Approximation and Radial Basic Function Networks", Neural Computation, Volume 5, pp. 305-316, 1993.
- [6] C. Boudier, G. Burel, S. Azou, "Analyse automatique d'une transmission numérique", 17^{ème} Colloque GRETSI, Vannes, 13-17 septembre 1999.
- [7] JF Jodouin, "Les réseaux neuromimétiques", Hermès, Collection informatique, Paris, 1994.