

ÉVALUATION DE LA STRUCTURE DES BLOCS DE DONNÉES POUR UN SYSTÈME AMRT

Jean-Claude DANY, Armelle WAUTIER *
Christophe MOUROT **

* École Supérieure d'Électricité, Plateau de Moulon, 91192 Gif sur Yvette, France
** Alcatel Radiotéléphone, 32 avenue Kléber, 92707 Colombes, France

RÉSUMÉ

Les systèmes à accès multiple à répartition dans le temps (AMRT) opérant sur un canal à trajets multiples, non stationnaire et sélectif en fréquence utilisent généralement une structure de blocs composée d'une séquence d'apprentissage et d'une séquence de données d'information. Souvent, le choix de cette structure est effectué à l'aide de simulations. Le but de cet article est de proposer, pour des performances du système souhaitées, une structure optimale des blocs dans le cas d'une égalisation sans poursuite. Pour ce faire, nous utilisons une méthode d'évaluation analytique des caractéristiques d'un récepteur, obtenue à partir de la connaissance des performances de ce dernier pour un canal parfaitement connu, et s'appuyant sur la qualité de l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal non stationnaire.

1. INTRODUCTION

Le récepteur utilisé dans un système AMRT est souvent constitué de deux étages fonctionnels : un estimateur de canal et un égaliseur. Pour chaque bloc de symboles reçu, la réponse impulsionnelle du canal est d'abord estimée à l'aide de la séquence d'apprentissage pour permettre ensuite à l'égaliseur d'extraire au mieux la séquence de données. Pour un canal invariant dans le temps, les performances du récepteur atteignent leurs valeurs limites théoriques lorsque la réponse du canal est parfaitement connue de l'égaliseur.

Nous évaluons l'influence de la non-stationnarité du canal sur la qualité de l'estimation effectuée par la méthode des moindres carrés appliquée à des séquences CAZAC (constant amplitude zero-autocorrelation) et déterminons la longueur de la séquence d'apprentissage qui assure le meilleur compromis entre l'erreur statique et l'erreur de poursuite de l'estimateur.

Nous présentons une méthode d'évaluation des performances d'un récepteur placé en sortie d'un canal non stationnaire estimées à partir de celles du même récepteur opérant sur un canal parfaitement connu en apportant un facteur correctif multiplicatif sur le rapport signal à bruit. Le taux d'erreur en sortie de l'égaliseur sans poursuite s'exprime alors en fonction de la longueur de la séquence d'apprentissage et de celle de la séquence de données d'information et des autres paramètres de la transmission.

La méthode étant appliquée à un canal radiomobile, la structure optimale des blocs est déterminée en fonction des contraintes et des spécificités du système : taux d'erreur toléré pour une plage du

ABSTRACT

Time division multiple access (TDMA) systems operating over a frequency selective non-stationary multipath channel, generally use block structures composed of a training sequence and of an information data sequence. Usually, the choice of such a structure results from simulations. The purpose of this article is to propose, for desired system performance, an optimal block structure in the case of non-tracking equalization. So we use a method which analytically evaluates receiver characteristics from the knowledge of the performance of the latter operating over a perfectly known channel and from the quality of the non-stationary channel impulse response estimation.

rapport signal à bruit donnée, rendement de la liaison souhaité (rapport entre la longueur de la séquence de données d'information et celle de la séquence d'apprentissage), paramètres du canal représentatifs de l'environnement considéré, vitesse du mobile maximale, débit de la transmission, mémoire du canal prise en compte par le récepteur.

2. TRANSMISSION SUR UN CANAL DE RAYLEIGH

Pour une modulation numérique linéaire, le signal équivalent en bande de base à l'entrée de l'égaliseur s'écrit

$$r(t) = \sum_l s_l h(t - lT_s; t) + n(t)$$

où s_l sont les symboles transmis au rythme $1/T_s$, $h(\tau; t)$ représente la réponse non-stationnaire du canal et $n(t)$ le bruit additif gaussien. Si la durée de la réponse du canal est limitée à $(K + 1) T_s$, le signal échantillonné est

$$r_i = \sum_{k=0}^K s_{i-k} h_k(i) + n_i$$

où $r_i = r(iT_s)$; $n_i = n(iT_s)$; $h_k(i) = h(kT_s; iT_s)$

Les échantillons de bruit supposés non corrélés sont des réalisations d'une variable aléatoire complexe, gaussienne, centrée, de variance

$$\sigma_n^2 = E[(\text{Re}(n_i))^2] + E[(\text{Im}(n_i))^2] = 2 N_0 / T_s$$



Les symboles sont considérés indépendants et équiprobables

$$E[|s_i|^2] = \sigma_s^2 \quad E[s_i s_j^*] = 0 \quad \forall i \neq j$$

Pour un canal de Rayleigh non-stationnaire à trajets multiples, $h_k(i)$ est une variable aléatoire gaussienne vérifiant les relations

$$\begin{aligned} E[h_k(i)] &= 0 & E[|h_k(i)|^2] &= \sigma_{h_k}^2 \\ E[h_k(i)h_l^*(j)] &= 0 & \forall k \neq l & \quad \forall i, j \\ E[h_k(i)h_k^*(j)] &= \sigma_{h_k}^2 R((i-j)T_s) & \forall i, j, k \\ E\left[\sum_{k=0}^K |h_k(i)|^2\right] &= \sum_{k=0}^K \sigma_{h_k}^2 = \sigma^2 \end{aligned}$$

Le taux d'erreur par bit à la sortie du récepteur est fonction du rapport énergie par symbole sur densité spectrale de puissance de bruit

$$\Gamma_s = \frac{E_s}{N_0} = \frac{\sigma_s^2 T_s \sigma^2}{2N_0} = \frac{\sigma_s^2 \sigma^2}{\sigma_n^2}$$

3. ESTIMATION DU CANAL

L'estimateur considéré utilise la méthode des moindres carrés sur une séquence d'apprentissage de $P + K$ symboles ($P > K$) [1] [2] [3]. L'erreur d'estimation est composée d'une erreur statique et d'une erreur de poursuite. Dans le cas de séquences CAZAC, cette erreur peut être bornée [3] [4]. Soit \hat{h}_k l'estimé de $h_k(i)$ après la phase d'apprentissage ; \hat{h}_k est une variable aléatoire gaussienne centrée vérifiant :

$$E\left[\sum_{k=0}^K |\hat{h}_k - h_k(i)|^2\right] = E\left[\sum_{k=0}^K |\hat{h}_k|^2\right] - 2E\left[\sum_{k=0}^K \hat{h}_k^* h_k(i)\right] + \sigma^2$$

$$E\left[\sum_{k=0}^K |\hat{h}_k|^2\right] \geq \sigma^2 \left\{ \frac{1}{P^2} \sum_{\lambda=1}^P \sum_{\eta=1}^P R((\lambda - \eta)T_s) + \frac{K+1}{P} \frac{1}{\Gamma_s} \right\}$$

$$E\left[\sum_{k=0}^K |\hat{h}_k|^2\right] \leq \sigma^2 \left\{ 1 + \frac{K+1}{P} \frac{1}{\Gamma_s} \right\}$$

$$E\left[\sum_{k=0}^K \hat{h}_k^* h_k(i)\right] = \frac{\sigma^2}{P} \sum_{\lambda=1}^P R((\lambda + i)T_s)$$

L'erreur d'estimation est fonction des caractéristiques du canal, de la séquence d'apprentissage et de l'instant d'observation représenté par la position du symbole i conformément à la figure 1.

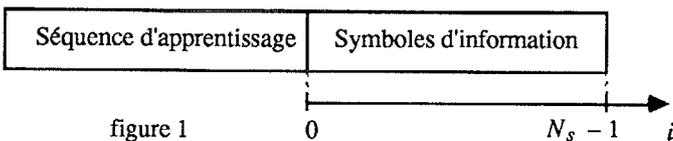


figure 1

La fonction de corrélation généralement utilisée dans le cas d'un canal radiomobile [5] est :

$$R(i T_s) = J_0(2 \pi f_d i T_s) \approx 1 - (\pi f_d i T_s)^2 \quad \text{pour } 2 \pi f_d i T_s < 1$$

$J_0(\cdot)$: fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro
 f_d : fréquence Doppler maximale

Les variations des bornes de l'erreur quadratique moyenne minimale ϵ_0 à l'issue de l'estimation ($i = 0$) en fonction de la longueur de référence P de la séquence d'apprentissage sont représentées sur la figure 2. Le rapport signal à bruit Γ_s est fixé à 23 dB ; la longueur du canal estimé $K + 1$ est égale à 4.

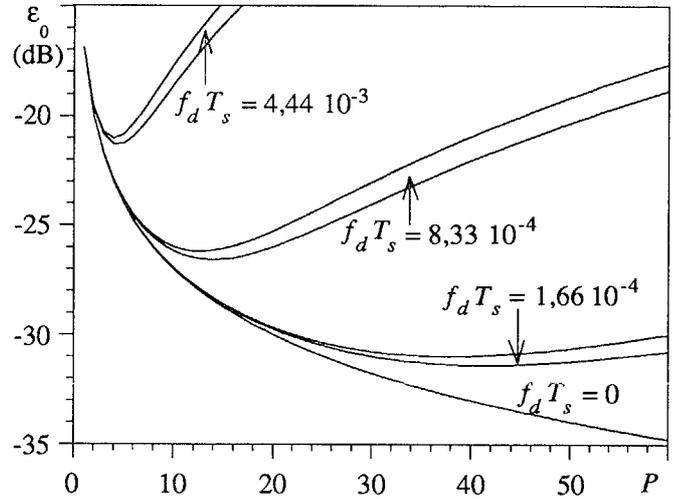


figure 2

La longueur optimale de la séquence d'apprentissage est voisine de :

$$0,8 \sqrt[3]{\frac{(K+1)}{\Gamma_s (\pi f_d T_s)^2}}$$

4. MÉTHODE D'ÉVALUATION DES PERFORMANCES DU RÉCEPTEUR

Nous évaluons séparément le taux d'erreur par bit p_{ref} de l'égaliseur opérant sur un canal connu et la qualité de l'estimation du canal non-stationnaire décrite par l'expression $f(\hat{H}, H)$ et combinons ces deux résultats [4] [6] comme l'illustre la figure 3.

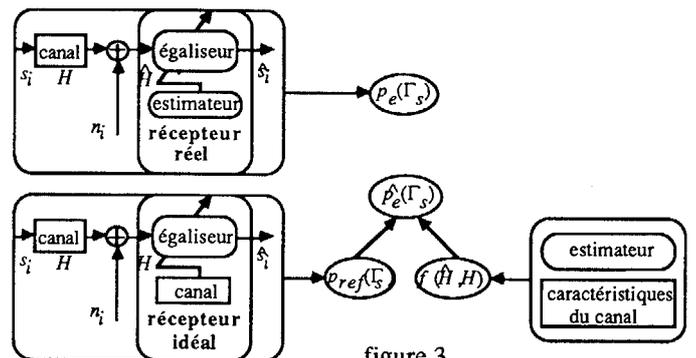


figure 3

5. INFLUENCE DE L'ERREUR D'ESTIMATION SUR LE TAUX D'ERREUR PAR BIT

Dans le cas simple d'une modulation à deux ou quatre états de phase, le signal non bruité reçu y_i est une variable aléatoire gaussienne centrée

$$y_i = \sum_{k=0}^K s_{i-k} h_k(i)$$

Pour tenir compte de l'erreur d'estimation sur les coefficients du canal, nous définissons par analogie un signal

$$\tilde{y}_i = \sum_{k=0}^K s_{i-k} \hat{h}_k$$

Nous écrivons le signal reçu r_i sous la forme :

$$r_i = \alpha_i (\tilde{y}_i + \tilde{n}_i)$$

α_i étant choisi tel que $E[y_i^* \tilde{n}_i] = 0$.

Le taux d'erreur évalué [4] [6] est obtenu par

$$\hat{p}_e(\Gamma_s) = \frac{1}{N_s} \sum_{i=0}^{N_s-1} p_{ref}(\tilde{\Gamma}_s(i))$$

avec

$$\tilde{\Gamma}_s(i) = \Gamma_s \frac{\chi(i)}{1 + (1 - \chi(i))\Gamma_s} \quad \chi(i) = \frac{\left| E \left[\sum_{k=0}^K \hat{h}_k h_k^*(i) \right] \right|^2}{\sigma^2 E \left[\sum_{k=0}^K |\hat{h}_k|^2 \right]}$$

6. OPTIMISATION DE LA STRUCTURE DES BLOCS DE DONNÉES

Nous évaluons la probabilité d'erreur \hat{p}_e en fonction des paramètres de la transmission (vitesse de modulation $1/T_s$, longueur de la séquence d'apprentissage $P + K$, nombre de symboles d'information par bloc N_s), des conditions de propagation (rapport signal à bruit Γ_s , fonction d'autocorrélation et profil du canal) et des caractéristiques de l'égaliseur (longueur de canal prise en compte $K + 1$, taux d'erreur par bit de référence p_{ref}).

En prenant l'exemple d'un canal radiomobile de fonction de corrélation $R(iT_s) \approx 1 - (\pi f_d iT_s)^2$, le coefficient χ_i a pour expression

$$\chi(i) \approx \frac{\left\{ 1 - (\pi f_d T_s)^2 \left[\frac{(P+1)(2P+1)}{6} + (P+1)i + i^2 \right] \right\}^2}{1 + \frac{K+1}{P} \frac{1}{\Gamma_s}}$$

Dans le cas d'un canal invariant dans le temps, le rapport signal à bruit $\tilde{\Gamma}_s(i)$ se simplifie en

$$\tilde{\Gamma}_s = \Gamma_s \frac{1}{1 + \frac{K+1}{P} \left(1 + \frac{1}{\Gamma_s}\right)}$$

Nous appliquons la méthode à une chaîne de transmission où les signaux modulés en MDP4 sont transmis dans un canal à évanouissements de Rayleigh, non stationnaire et composé de deux trajets de même puissance espacés d'un multiple de T_s .

Pour un canal stationnaire connu, une borne inférieure du taux d'erreur par bit [7] est donnée par

$$p_{ref}(\Gamma_s) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\sqrt{\Gamma_s}}{\sqrt{4 + \Gamma_s}} - 2 \frac{\sqrt{\Gamma_s}}{(\sqrt{4 + \Gamma_s})^3} \right]; \quad \Gamma_s = \frac{2E_b}{N_0}$$

Nous tenons compte de l'estimation et de la non-stationnarité du canal en remplaçant dans l'expression précédente Γ_s par $\tilde{\Gamma}_s(i)$ et en moyennant le résultat obtenu pour $0 \leq i \leq N_s - 1$.

La figure 4 représente, avec N_s comme paramètre, les variations du taux d'erreur par bit en fonction du rapport E_b/N_0 pour un produit $f_d T_s$ égal à $8,33 \cdot 10^{-4}$ et montre en particulier, l'influence du nombre de symboles d'information sur le taux d'erreur irréductible.

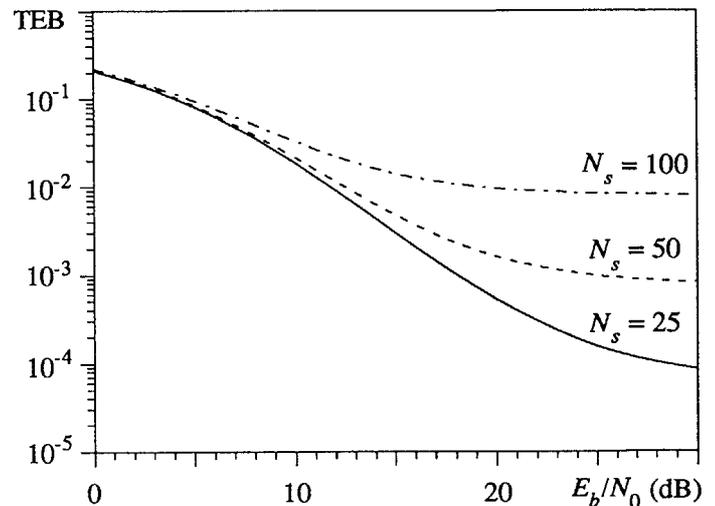


figure 4

La figure 5 indique, pour un rapport Γ_s de 23 dB et pour un nombre de symboles d'information donné, jusqu'à quelle valeur du produit $f_d T_s$ le canal peut être considéré comme stationnaire.

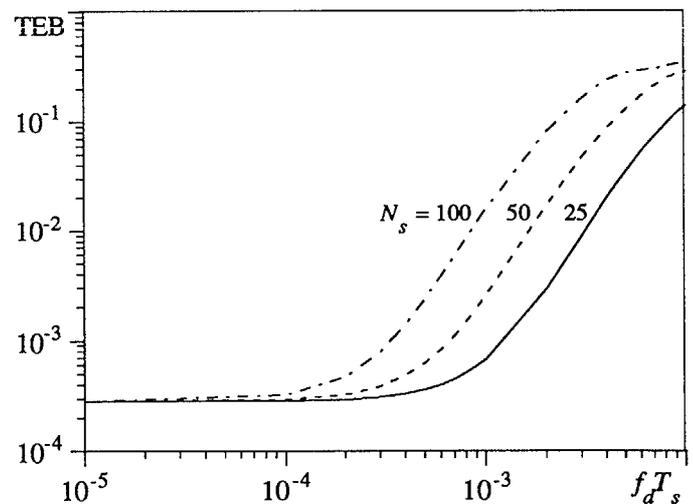


figure 5

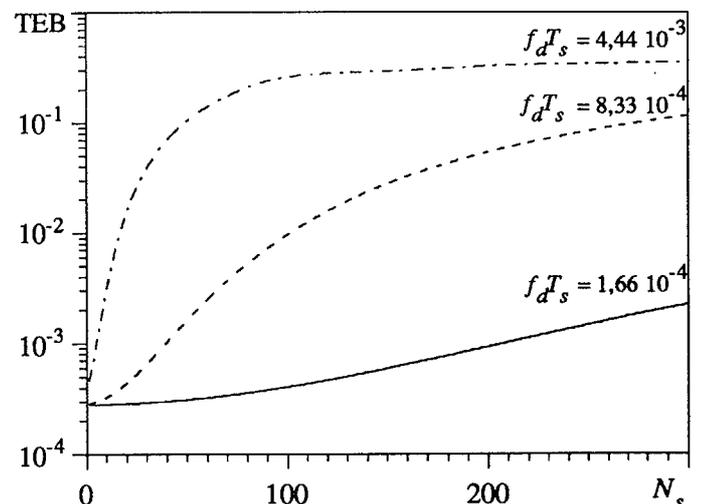


figure 6



Sur la figure 6, la sensibilité de la chaîne de transmission au couple $N_s, f_d T_s$ apparaît clairement. La taille maximale des blocs de données, pour un taux d'erreur toléré peut en être déduite.

Les résultats précédents ont été obtenus en supposant que l'estimation est effectuée sur un canal de longueur $K + 1 = 4$ à partir d'une séquence d'apprentissage de longueur de référence P égale à 4. La figure 7 montre l'influence du paramètre P sur le taux d'erreur par bit pour un rapport signal à bruit Γ_s de 23 dB et 25 symboles d'information. Pour un produit $f_d T_s$ de $8,33 \cdot 10^{-4}$ par exemple, le taux minimal d'erreur est obtenu pour une longueur P de 9 alors que si l'on se réfère à la figure 2, l'estimation optimale du canal nécessite une séquence de référence de 16 symboles.

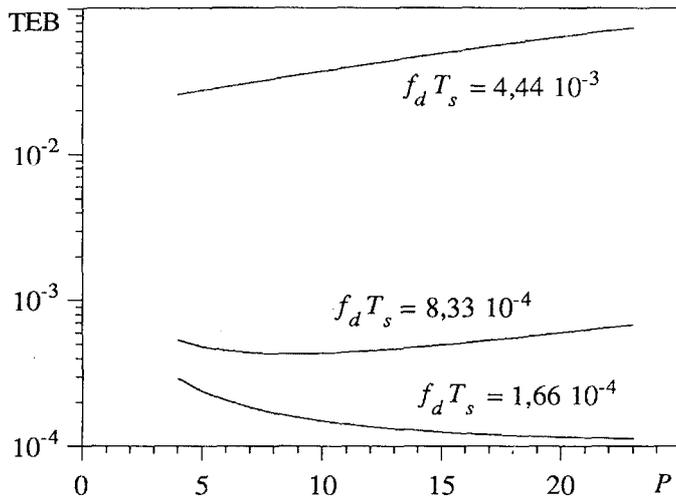


figure 7

Pour des conditions de transmission données (une fréquence porteuse de 1,8 GHz, un débit de 1 Mbit/s, une vitesse de 50 km/h, soit $f_d T_s = 1,66 \cdot 10^{-4}$, un canal à deux trajets de même puissance, un rapport signal à bruit Γ_s de 23 dB, une longueur de canal estimée égale à 4), la structure optimale des blocs se déduit de la figure 8. Celle-ci donne les valeurs possibles de N_s et de $L = P + K$ pour un taux d'erreur fixé permettant ainsi de définir le rendement de la liaison $\eta = L / N_s$. Pour un taux d'erreur de $1,5 \cdot 10^{-4}$, le rendement est maximal pour $L = 18$ et $N_s = 57$, soit $\eta \approx 30\%$.

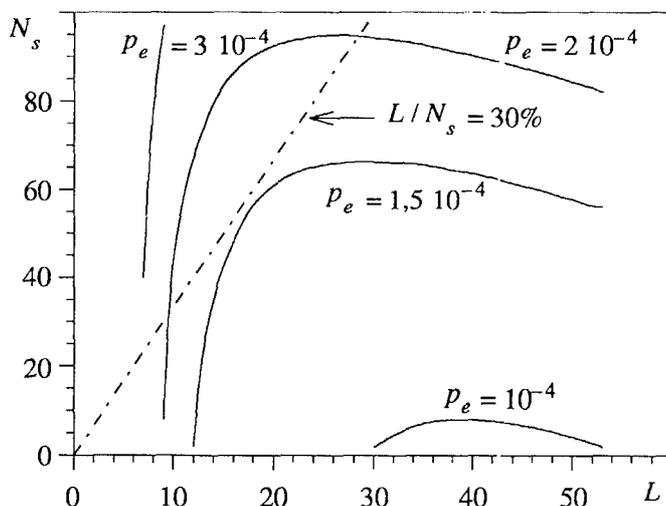


figure 8

7. CONCLUSION

Nous avons montré comment une méthode analytique peut permettre d'optimiser la structure des blocs de données dans un système AMRT. Ce problème a été abordé par Davidson *et al* [8] pour quelques canaux de transmission représentatifs à l'aide de simulations. Nous avons déterminé sur un exemple les combinaisons possibles de la longueur de la séquence d'apprentissage et de celle du bloc de données en fonction des contraintes du système. Ces résultats peuvent être obtenus pour divers types d'égaliseurs dans la mesure où l'on connaît leur performance sur un canal connu [9] [4]. La méthode proposée permet, en évitant les temps de calcul importants des simulations, d'évaluer l'influence des différents paramètres du système et en particulier de la non-stationnarité du canal.

Bibliographie

- [1] S.N. Crozier, D.D. Falconer and S.H. Mahmoud, "Least sum of squared errors (LSSE) channel estimation" *IEE Proc. Pt. F*, vol. 138, pp. 371-378, Aug. 1991.
- [2] R.A. Ziegler and J.M. Cioffi, "Estimation of time-varying digital channels", *IEEE Trans. on veh. tech.*, vol. 41, pp. 134-151, May 1992.
- [3] A. Wautier, J-C. Dany, C. Mourot, "Optimized channel estimation techniques for TDMA radio systems", *submitted to IEEE Trans. Commun.*
- [4] A. Wautier, "Influence de l'estimation du canal sur les performances d'un égaliseur dans le cadre des radiocommunications avec les mobiles", *thèse de doctorat, Université de Paris XI, France, Déc. 1992.*
- [5] M. Failli, "Digital land mobile radio communications" *COST 207 final report, CIC Inf. Techno. and Sciences, Brussels*, pp. 135-166, 1989.
- [6] A. Wautier, J-C. Dany, C. Mourot, "A new method for predicting the channel estimate influence on performance of TDMA mobile radio systems", *submitted to IEEE Trans. on veh. tech.*
- [7] J.E. Mazo, "Exact matched filter bound for two-beam Rayleigh fading", *IEEE Trans. on Commun.*, vol.39, pp. 1027-1030, July 1991.
- [8] G.W. Davidson, D.D. Falconer and A.U.H. Sheikh, "An investigation of block-adaptive decision feedback equalisation for frequency selective fading channels", *Can. J. Elect. & Comp. Eng.*, vol. 13, pp. 106-112, Mar. 1988.
- [9] P. Balaban and J. Salz, "Dual diversity combining and equalization in digital cellular mobile radio", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.40, pp. 342-354, May 1991.