

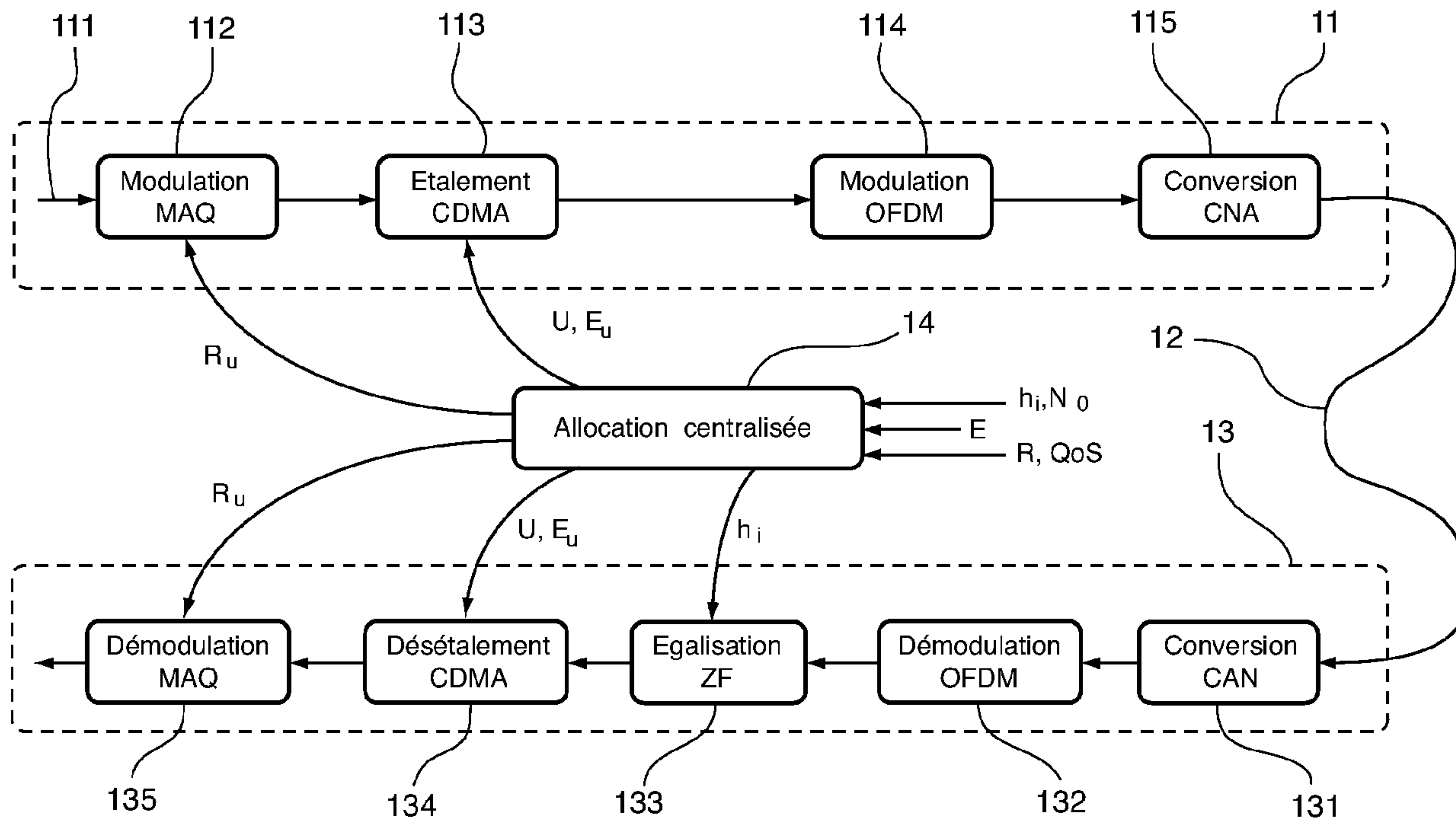


(86) Date de dépôt PCT/PCT Filing Date: 2006/09/14
 (87) Date publication PCT/PCT Publication Date: 2007/03/22
 (85) Entrée phase nationale/National Entry: 2008/03/13
 (86) N° demande PCT/PCT Application No.: EP 2006/066385
 (87) N° publication PCT/PCT Publication No.: 2007/031568
 (30) Priorités/Priorities: 2005/09/14 (FR0509463);
 2005/11/16 (FR0511630)

(51) Cl.Int./Int.Cl. *H04B 7/26* (2006.01)
 (71) Demandeurs/Applicants:
 UNIVERSITE DE RENNES 1, FR;
 C.N.R.S. (CENTRE NATIONAL DE RECHERCHE
 SCIENTIFIQUE), FR
 (72) Inventeur/Inventor:
 BAUDAIS, JEAN-YVES, FR
 (74) Agent: OYEN WIGGS GREEN & MUTALA LLP

(54) Titre : PROCÉDE DE TRANSMISSION D'UN SIGNAL A PORTEUSES MULTIPLES ET A ÉTALEMENT DE SPECTRE, PROCÉDE DE RÉCEPTION, DISPOSITIF D'ÉMISSION, DISPOSITIF DE RÉCEPTION ET SIGNAL CORRESPONDANTS

(54) Title: METHOD FOR TRANSMITTING A MULTICARRIER SPECTRUM-SPREAD SIGNAL, RECEPTION METHOD, CORRESPONDING TRANSMITTING, RECEIVING DEVICE AND SIGNAL



(57) **Abrégé/Abstract:**

Procédé de transmission d'un signal à porteuses multiples et à étalement de spectre, procédé de réception, dispositif d'émission, dispositif de réception et signal correspondants. L'invention concerne un procédé de transmission d'un signal à porteuses multiples et à étalement de spectre, mettant en oeuvre une pluralité de codes d'étalement. Selon l'invention, un tel procédé comprend une étape d'attribution d'une puissance et/ou d'un débit à chacun des codes d'étalement, en fonction d'une information représentative du bruit et/ou d'une information représentative de la qualité de la liaison, ladite étape d'attribution tenant compte d'un débit cible.

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)(19) Organisation Mondiale de la Propriété
Intellectuelle
Bureau international(43) Date de la publication internationale
22 mars 2007 (22.03.2007)

PCT

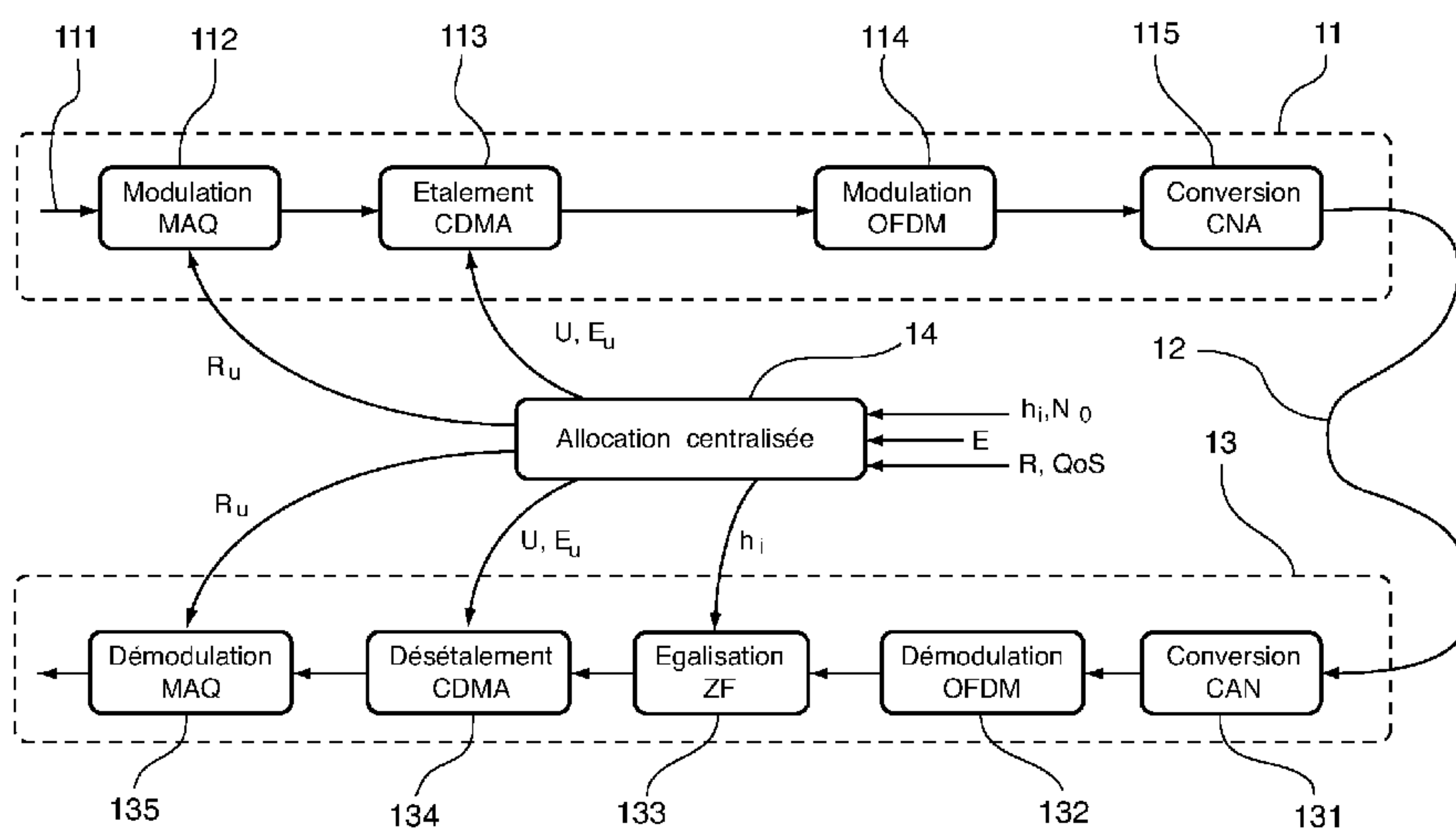
(10) Numéro de publication internationale
WO 2007/031568 A1

- (51) Classification internationale des brevets :
H04B 7/26 (2006.01)
- (21) Numéro de la demande internationale :
PCT/EP2006/066385
- (22) Date de dépôt international :
14 septembre 2006 (14.09.2006)
- (25) Langue de dépôt : français
- (26) Langue de publication : français
- (30) Données relatives à la priorité :
0509463 14 septembre 2005 (14.09.2005) FR
0511630 16 novembre 2005 (16.11.2005) FR
- (71) Déposants (pour tous les États désignés sauf US) : **UNIVERSITE DE RENNES 1** [FR/FR]; 2 Rue du Thabor, CS 46510, F-35065 Rennes Cedex (FR). **C.N.R.S. (Centre National de Recherche Scientifique)** [FR/FR]; 74E rue de Paris, Parc des Affaires Oberthur, F-35069 Rennes Cedex (FR).
- (72) Inventeur; et
- (75) Inventeur/Déposant (pour US seulement) : **BAUDAIS, Jean-Yves** [FR/FR]; Le Pâtis Tatelin, F-35700 Rennes (FR).
- (74) Mandataire : **BIORET, Ludovic**; 16B rue de Jouanet, BP 90333, F-35703 Rennes Cedex 7 (FR).
- (81) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection nationale disponible) : AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection régionale disponible) : ARIPO (BW, GH,

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: METHOD FOR TRANSMITTING A MULTICARRIER SPECTRUM-SPREAD SIGNAL, RECEPTION METHOD, CORRESPONDING TRANSMITTING, RECEIVING DEVICE AND SIGNAL

(54) Titre : PROCEDE DE TRANSMISSION D'UN SIGNAL A PORTEUSES MULTIPLES ET A ETALEMENT DE SPECTRE, PROCEDE DE RECEPTION, DISPOSITIF D'EMISSION, DISPOSITIF DE RECEPTION ET SIGNAL CORRESPONDANTS



112 QAM MODULATION
113 CDMA SPREADING
114 OFDM MODULATION
115 D/A CONVERSION
14 CENTRALIZED ALLOCATION

135 QAM DEMODULATION
134 CDMA DESPREADING
133 ZF EQUALIZATION
132 OFDM DEMODULATION
131 A/D CONVERSION

(57) Abstract: The invention concerns a method for transmitting a multicarrier spectrum-spread signal, using a plurality of spreading codes. The invention is characterized in that the method includes a step of allocating a power and/or a rate to each of the spreading codes, based on an information representing the noise and/or on an information representing the quality of the link, said allocating step taking into account a target rate.

[Suite sur la page suivante]

WO 2007/031568 A1

WO 2007/031568 A1

GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.

Publiée :

— avec rapport de recherche internationale

(57) Abrégé : Procédé de transmission d'un signal à porteuses multiples et à étalement de spectre, procédé de réception, dispositif d'émission, dispositif de réception et signal correspondants. L'invention concerne un procédé de transmission d'un signal à porteuses multiples et à étalement de spectre, mettant en oeuvre une pluralité de codes d'étalement. Selon l'invention, un tel procédé comprend une étape d'attribution d'une puissance et/ou d'un débit à chacun des codes d'étalement, en fonction d'une information représentative du bruit et/ou d'une information représentative de la qualité de la liaison, ladite étape d'attribution tenant compte d'un débit cible.

Procédé de transmission d'un signal à porteuses multiples et à étalement de spectre, procédé de réception, dispositif d'émission, dispositif de réception et signal correspondants.

1. Domaine de l'invention

5 Le domaine de l'invention est celui des signaux à porteuses multiples, et notamment des signaux combinant une modulation à porteuses multiples et à accès par répartition de codes.

Plus précisément, l'invention présente une technique de transmission d'un tel signal à porteuses multiples (par exemple selon une modulation de type OFDM, en
10 anglais « Orthogonal Frequency Division Multiplex »), et à étalement de spectre (par exemple de type accès multiple par répartition de codes CDMA, en anglais « Code Division Multiple Access »).

En d'autres termes, l'invention concerne l'allocation de données sources destinées à former de tels signaux à porteuses multiples et à étalement de spectre tels
15 que les signaux MC-CDMA (en anglais « Multi Carrier Code Division Multiple Access »).

L'invention trouve notamment des applications dans tous les domaines mettant en œuvre des techniques de transmission et de communication large bande.

L'invention s'applique principalement, mais non exclusivement, aux
20 communications dans des réseaux câblés, comme les réseaux de type xDSL (de l'anglais « Digital Subscriber Line »), les communications sur courant porteur (domotique, réseau de distribution électrique,...), les liaisons intra-véhicules, etc.

En supposant des canaux de transmission statiques ou quasi-statiques, l'invention trouve également des applications dans les communications non filaires,
25 comme les radiocommunications à l'intérieur des bâtiments, les faisceaux de communication, etc.

2. Art antérieur

Les techniques actuelles de transmission filaires sont basées sur la technologie DMT (en anglais « Digital MultiTone »).

30 Selon cette technique, on détermine une modulation à appliquer à chaque porteuse d'un signal à porteuses multiples pour répartir les données sources, en fonction

de la qualité de la liaison (qualité du canal de propagation) et du bilan de liaison désiré.

Cependant un inconvénient majeur de cette technique est que les signaux ainsi mis en forme sont peu résistants aux brouilleurs électromagnétiques.

De plus, la récupération des données étant mise en œuvre porteuse par porteuse
5 selon la technique DMT, les porteuses du multiplex OFDM qui présentent un trop faible bilan de liaison (c'est-à-dire un rapport signal à bruit trop faible pour transmettre des bits d'information) ne peuvent pas être exploitées. On ne peut donc pas transmettre d'information sur ces porteuses.

D'autres techniques d'allocations de données dans un système mettant en œuvre
10 une modulation à porteuses multiples ont également été décrites dans les articles cités en annexe 1, qui fait partie intégrante de la présente description.

3. Objectifs de l'invention

L'invention a notamment pour objectif de pallier ces inconvénients de l'art
antérieur.

15 Plus précisément, un objectif de l'invention est de proposer une technique de transmission d'un signal à porteuses multiples et à étalement de spectre permettant d'optimiser la répartition des données sources sur les codes d'étalement.

Notamment, un objectif de l'invention est de fournir une telle technique
20 permettant d'attribuer une puissance et/ou un débit optimal à chacun des codes d'étalement.

L'invention a encore pour objectif de mettre en œuvre une telle technique
permettant d'optimiser une marge de bruit du système de transmission pour une
longueur de code d'étalement donnée. Cette marge de bruit correspond notamment à
l'écart maximum possible entre les performances réelles du système de transmission,
25 fonctionnant avec un certain taux d'erreur binaire, et les performances théoriques du système de transmission, définies par la limite de Shannon.

Encore un autre objectif de l'invention est de proposer une telle technique de
transmission présentant de meilleures performances par rapport aux techniques de l'art
antérieur, et notamment une meilleure résistance aux brouilleurs électromagnétiques.

30 4. Exposé de l'invention

Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront par la suite, sont atteints à

l'aide d'un procédé de transmission d'un signal à porteuses multiples et à étalement de spectre, mettant en œuvre une pluralité de codes d'étalement.

Selon l'invention, un tel procédé comprend une étape d'attribution d'une puissance ou d'une énergie et/ou d'un débit à chacun des codes d'étalement, en fonction
5 d'une information représentative du bruit et/ou d'une information représentative de la qualité de la liaison, ladite étape d'attribution tenant compte d'un débit cible (débit global).

Ainsi, l'invention repose sur une approche tout à fait nouvelle et inventive de la répartition de données sources, destinées à former un signal par exemple de type MC-
10 CDMA, sur les porteuses et les codes d'étalement associés à un tel signal.

Plus précisément, l'invention permet de déterminer le nombre U de codes d'étalement nécessaires, la puissance ou l'énergie E_u attribuée à chacun de ces codes (où la puissance correspond à l'énergie E_u par unité de temps), et/ou le débit R_u attribué à chacun de ces codes, en fonction d'une information représentative du bruit,
15 notamment du rapport signal à bruit, et/ou d'une information représentative de la qualité de la liaison, c'est-à-dire de l'estimation du canal de transmission, et d'un débit cible R .

La qualité de la liaison est notamment fonction de l'estimation des coefficients h_i du canal de transmission, et de la variance N_0 du bruit, supposé blanc gaussien.

Ainsi, en tenant compte du rapport signal à bruit (bilan de liaison) et/ou de
20 l'estimation du canal de transmission (qualité de la liaison), et d'un débit cible R , l'invention permet d'optimiser la marge de bruit γ du système, en optimisant la répartition de l'énergie E_u et/ou du débit R_u attribué à chacun des U codes d'étalement.

Cette marge de bruit γ correspond notamment à l'écart maximum entre les performances réelles du système de transmission et les performances théoriques limites,
25 telles que définies par le théorème de Shannon. Ainsi, selon l'invention, pour une qualité de service QoS souhaitée (par exemple un TEB de 10^{-7}), le taux d'erreur binaire doit rester inférieur à cette qualité, même en présence de bruit.

Le débit cible R est notamment déterminé en fonction de l'application désirée. A titre d'exemple, dans le cadre d'une liaison ADSL, le débit cible R à atteindre peut être
30 de 512 bits par symbole OFDM.

Plus précisément, ce débit cible R correspond à la somme des débits R_u attribués

à chacun des U codes d'étalement lors de l'étape d'attribution :

$$\sum_{u=1}^U R_u = R$$

On peut ainsi remarquer que la technique de transmission selon l'invention basée sur une répartition optimale des ressources est mise en œuvre à partir d'un algorithme ayant une structure linéaire, contrairement aux algorithmes de maximisation de la marge de bruit dans le cadre de la DMT, qui présentent une structure itérative.

L'étape d'attribution peut également tenir compte d'une qualité de service QoS souhaitée, déterminée à partir d'un taux d'erreur binaire (TEB) à respecter, du gain de codage apporté par le codage canal et des différentes dégradations du système d'émission et de réception pouvant être prises en compte dans la marge de bruit Γ , etc, d'où l'optimisation nécessaire des ressources afin de garantir le meilleur service possible sous les contraintes de performances requises en réception.

L'étape d'attribution peut en outre tenir compte d'une densité spectrale de puissance globale.

Cette densité spectrale de puissance globale, qui peut notamment être définie par un organisme de normalisation, définit un masque de puissance que le signal MC-CDMA ne doit pas dépasser. A partir de cette densité spectrale de puissance et de la largeur de bande d'une sous-porteuse, on peut définir une puissance ou énergie globale E à répartir entre les différents codes. On rappelle qu'un signal à porteuses multiples est formé d'une succession temporelle de symboles constitués d'un ensemble d'éléments de données, chacun des éléments de données modulant une fréquence porteuse du signal, une des fréquences porteuses modulée à un instant donné par un des éléments de données étant appelée sous-porteuse.

Cette énergie globale E correspond à la somme des énergies E_u attribuées à chacun des U codes d'étalement lors de l'étape d'attribution :

$$\sum_{u=1}^U E_u = E$$

De façon préférentielle, l'étape d'attribution d'un débit comprend, pour chacun des codes d'étalement, une étape de sélection d'une modulation pour au moins certaines, et notamment l'ensemble, des sous-porteuses du signal.

Par exemple, les données sources à transmettre sont modulées selon une modulation d'amplitude en quadrature MAQ, telle que la MAQ4, MAQ16, MAQ 64, MAQ 256, etc.

Les symboles $X_u, 0 < u \leq U$ issus de la modulation d'amplitude en quadrature sont ensuite étalés en utilisant les codes d'étalement, pour former le signal MC-CDMA :

$$C \cdot X = (c_{i,u})_{0 < i \leq k, 0 < u \leq U} \cdot {}^t [X_1, \dots, X_U]$$

avec C la matrice d'étalement représentative des codes d'étalement.

L'utilisation de codes d'étalement permet ainsi d'exploiter collectivement les sous-porteuses regroupées par chacun des codes, ce qui permet d'améliorer la robustesse du système de transmission dans des environnements bruités.

De manière avantageuse, l'étape d'attribution comprend les sous-étapes suivantes :

- vérification de la faisabilité du débit cible R ;
- si le débit cible est réalisable :
 - o détermination du débit à attribuer à chacun des codes d'étalement :
 - si le débit cible R est strictement inférieur à deux fois la longueur k des codes d'étalement, attribution de deux bits sur chacun de $R/2$ codes ;
 - sinon attribution de $\lfloor R/k \rfloor$ bits sur chacun de $k - (R - \lfloor R/k \rfloor k)$ premiers codes, et $\lfloor R/k \rfloor + 1$ bits sur chacun de $R - \lfloor R/k \rfloor k$ seconds codes ;

avec $\lfloor . \rfloor$ la partie entière.

Si le débit cible R n'est pas réalisable, c'est-à-dire si le théorème 2 présenté en annexe 2 n'est pas respecté, il est souhaitable de modifier la qualité de service QoS souhaitée et/ou le débit cible R souhaité, afin de respecter ce théorème 2.

Si le débit cible R est réalisable, il faut comparer la valeur du débit cible R à la longueur des codes d'étalement. Si cette valeur est strictement inférieure à deux fois la longueur des codes d'étalement, la répartition s'exprime par la relation $R = \frac{R}{2} \times 2$, ce qui signifie qu'on attribue uniquement 2 bits sur chacun des $R/2$ codes, ce qui correspond à une modulation d'amplitude en quadrature MAQ4.

Préférentiellement, lorsque ledit débit cible R est supérieur ou égal à deux fois la longueur k des codes d'étalement, l'étape d'attribution est définie par les équations :

$$R = (k - (R - \lfloor R/k \rfloor k)) \times \lfloor R/k \rfloor + (R - \lfloor R/k \rfloor k) \times (\lfloor R/k \rfloor + 1) \quad (12) ;$$

$$R_u \in \{ \lfloor R/k \rfloor, \lfloor R/k \rfloor + 1 \} ;$$

5 avec :

R le débit cible ;

R_u le débit attribué au code d'étalement u ;

k la longueur du code d'étalement ;

$\lfloor . \rfloor$ la partie entière.

10 De façon avantageuse, l'étape d'attribution comprend également une sous étape de détermination de l'énergie E_u représentative de la puissance, ou directement de la puissance (énergie par unité de temps), à attribuer à chacun des codes d'étalement, s'exprimant sous la forme :

$$E_u = \frac{2^{R_u} - 1}{\sum_{u=1}^U (2^{R_u} - 1)} E \quad (11)$$

15 avec :

E une énergie globale représentative de la densité spectrale de puissance globale ;

R_u le débit attribué audit code d'étalement u ;

U le nombre de codes d'étalement.

20 Ainsi, pour une énergie globale E , un débit cible R , et une longueur de code k , les équations précédentes (12) et (11) donnent la répartition de l'information R_u et des énergies E_u afin d'optimiser la marge de bruit γ d'un système utilisant une forme d'onde MC-CDMA.

25 L'invention concerne également un dispositif d'émission d'un signal mettant en œuvre le procédé de transmission décrit précédemment.

L'invention concerne encore un procédé de réception d'un signal à porteuses multiples et à étalement de spectre MC-CDMA, comprenant une étape de démodulation d'un signal émis selon le procédé de transmission décrit précédemment, ainsi qu'un dispositif de réception correspondant.

L'invention concerne finalement un signal à porteuses multiples et à étalement de spectre MC-CDMA, émis par un dispositif d'émission et/ou reçu par un dispositif de réception tels que décrits.

5. Liste des figures

5 D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante d'un mode de réalisation préférentiel, donné à titre de simple exemple illustratif et non limitatif, et des dessins annexés, parmi lesquels :

- la figure 1 présente une chaîne de transmission MC-CDMA mettant en œuvre la technique de transmission basée sur l'allocation d'informations selon l'invention ;
- 10 - les figures 2A à 2D illustrent la marge de bruit γ en fonction de la longueur k des codes, pour deux débits cibles R et deux longueurs L de canal ADSL, dans une chaîne de transmission selon la figure 1 ;
- les figures 3A à 3D illustrent la longueur optimale k des codes en fonction de la longueur L du canal ADSL pour quatre débits cibles R ;
- 15 - les figures 4A à 4D présentent les performances de l'invention comparées aux performances des techniques de l'art antérieur.

6. Description d'un mode de réalisation de l'invention

20 Le principe général de l'invention repose sur l'allocation de données sources destinées à former un signal à porteuses multiples et à étalement de spectre MC-CDMA, à partir de la détermination d'un nombre de codes d'étalement, d'une répartition des données sources sur les codes, et d'une répartition des énergies ou des puissances (énergie/temps) attribuées à ces codes.

Autrement dit, l'invention présente un algorithme d'allocation de l'information, 25 appliqué aux formes d'ondes à porteuses multiples et utilisant l'étalement de spectre.

On alloue ainsi des codes d'étalement à des groupes de porteuses, et on optimise le code d'étalement associé à chaque groupe de porteuses, pour obtenir un débit cible R .

Ainsi, selon l'invention, pour une qualité de service QoS souhaitée (par exemple un TEB de 10^{-7}), le taux d'erreur binaire doit rester inférieur à cette qualité, même en 30 présence de bruit.

6.1 Principe général des systèmes MC-CDMA

Les systèmes MC-CDMA sont bien connus, et sont notamment décrits dans les documents 1 et 2 cités en annexe 1.

Selon ces documents, un signal MC-CDMA peut être vu comme la transformée de Fourier inverse d'un signal CDMA.

On note $C \cdot X$ ce signal CDMA numérique, avec $C = (c_{i,u})_{0 < i \leq k, 0 < u \leq U}$ la matrice d'étalement appliquée au vecteur de symboles complexes $X = {}^t [X_1, \dots, X_U]$, et $X_u, 0 < u \leq U$ les symboles issus d'une modulation d'amplitude en quadrature.

Classiquement, la longueur k des codes d'étalement est égale au nombre de sous-porteuses utilisées. Les codes d'étalement sont des codes orthogonaux qui peuvent être extraits des matrices de Hadamard de dimensions $k \times k$. Le nombre de codes utilisés est $U \leq k$.

6.2 Principe général de l'invention

On présente en relation avec la figure 1 une représentation simplifiée d'une chaîne de transmission MC-CDMA comprenant un émetteur 11, un canal de transmission 12, et un récepteur 13, selon un mode de réalisation préférentiel de l'invention.

On peut notamment remarquer que les fonctions de codage et de décodage canal, qui ne font pas partie de l'invention, n'ont pas été représentées sur cette figure.

En émission, un train binaire 111, composé des données sources à mettre en forme, entre dans un bloc de modulation d'amplitude en quadrature MAQ 112. L'ordre de la modulation à appliquer à chacune des porteuses portant les données sources est notamment déterminé à partir d'un bloc d'allocation centralisé 14, selon ce mode de réalisation préférentiel de l'invention.

Les symboles $X_u, 0 < u \leq U$ issus du bloc de modulation MAQ 112 sont alors multipliés par la matrice d'étalement $C = (c_{i,u})_{0 < i \leq k, 0 < u \leq U}$ dans le bloc d'étalement CDMA 113 :

$$C \cdot X = (c_{i,u})_{0 < i \leq k, 0 < u \leq U} \cdot {}^t [X_1, \dots, X_U].$$

Le nombre U de codes d'étalement, ainsi que l'énergie E_u attribuée à chacun de ces codes, sont également déterminés à partir du bloc d'allocation centralisé 14.

Le signal CDMA $C \cdot X$ ainsi obtenu est ensuite modulé selon une modulation

OFDM dans le bloc 114, pour former un signal MC-CDMA, puis converti en signal analogique dans le bloc CNA 115, selon ce mode de réalisation préférentiel.

Selon l'invention, on considère un canal de transmission 12 statique ou quasi-statique, et on suppose la composante OFDM du signal MC-CDMA adaptée au canal de transmission 12. Le canal 12 peut alors être modélisé dans le domaine fréquentiel avec un coefficient par sous-porteuse, comme proposé dans le document 3 cité en annexe 1.

En réception, le signal analogique est converti en signal numérique dans le bloc CAN 131, puis subit une démodulation OFDM, à l'aide d'une transformation de Fourier et de la suppression de l'intervalle de garde, dans le bloc 132.

On utilise ensuite un égaliseur ZF 133 (en anglais « zero forcing », en français « forçage à zéro ») qui inverse le canal de transmission 12, pour égaliser le signal obtenu.

Le signal égalisé est ensuite désétalement dans un bloc 134 de désétalement CDMA, en tenant compte du nombre U de codes d'étalement, et de l'énergie E_u attribuée à chacun de ces codes, déterminés à partir du bloc d'allocation centralisé 14.

Après démodulation OFDM 132, égalisation ZF 133, et désétalement 134, le signal reçu par le code u s'écrit :

$$Y_u = kX_u + \sum_{i=1}^k c_{i,u} \frac{Z_i}{h_i} \quad (1)$$

avec :

- k la longueur du code u ;
- X_u les symboles issus de la modulation MAQ, $0 < u \leq U$;
- $(c_{i,u})$ les coefficients de la matrice d'étalement C , $0 < i \leq k$, $0 < u \leq U$;
- Z_i un échantillon complexe du bruit de fond, supposé blanc et gaussien ;
- h_i les coefficients du canal de transmission.

On note N_0 la variance de l'échantillon complexe Z_i .

Le signal Y_u reçu par chacun des codes d'étalement subit ensuite une démodulation MAQ 135, tenant compte de l'ordre de la modulation déterminé à partir du bloc d'allocation centralisé 14.

Selon ce mode de réalisation préférentiel de l'invention, le bloc d'allocation 14 permet ainsi de déterminer :

- le nombre U de codes d'étalement à utiliser ;
- l'ordre de la modulation à appliquer aux porteuses, c'est-à-dire un débit R_u à attribuer à chacun des codes d'étalement ; et
- l'énergie E_u à attribuer à chacun des codes d'étalement ;

5 en fonction d'une information représentative du bruit et/ou d'une information représentative de la qualité de la liaison, et du débit cible R à atteindre.

On dimensionne ainsi le système MC-CDMA en fonction de ce débit cible, ce qui permet d'optimiser la marge de bruit. On ne cherche donc pas à maximiser le débit, mais à optimiser la marge de bruit en atteignant ce débit cible.

10 Plus précisément, l'information représentative de la qualité de la liaison dépend de la qualité de l'estimation du canal de transmission, c'est-à-dire des paramètres h_i et N_0 .

L'information représentative du bruit dépend notamment du bilan de liaison, c'est-à-dire du rapport signal à bruit en sortie du système de transmission.

15 Selon ce mode de réalisation préférentiel de l'invention, le bloc d'allocation centralisée 14 tient compte d'un débit cible R et d'une qualité de service QoS (par exemple un TEB de l'ordre de 10^{-7}) à atteindre, définis en fonction de l'application envisagée, et d'une densité spectrale de puissance globale, représentée par l'énergie globale E , à ne pas dépasser, définie par les organismes de normalisation.

20 On suppose ainsi, selon ce mode de réalisation préférentiel, l'utilisation d'un masque de puissance à l'émission, limitant la densité spectrale de puissance globale (DSP) du signal émis. Cette contrainte est importante, puisque c'est dans ce cadre que l'allocation de l'information est effectuée. L'amplitude du signal reçu dépend alors du nombre de sous-porteuses k .

25 Ainsi, selon l'invention, l'étalement apporte de la puissance, ce qui est conforme avec la contrainte, non pas en puissance totale transmise, mais en densité spectrale de puissance.

On peut également remarquer que l'étalement de spectre est bien connu pour sa robustesse dans des environnements brouillés.

30 L'utilisation d'un code d'étalement permet ainsi d'exploiter collectivement les porteuses regroupées par ce même code, contrairement aux techniques de l'art antérieur

qui nécessitent un traitement porteuse par porteuse.

Comme indiqué précédemment, l'invention permet notamment de trouver le nombre de codes d'étalement, la répartition des modulations sur les codes, et la répartition des énergies attribuées à ces codes, sous la contrainte d'un débit cible et éventuellement sous la contrainte d'une densité spectrale de puissance.

On considère notamment que la répartition dite « optimale » maximise la marge de bruit du système de transmission pour une longueur de code donnée, c'est-à-dire maximise l'écart entre les performances réelles du système de transmission et les performances théoriques obtenues par la limite de Shannon.

10 6.3 Exemple d'application dans le cadre d'une liaison ADSL

On présente ci-après un exemple d'application de l'invention dans le cadre d'une liaison ADSL (en anglais « Asymmetric digital subscriber loop »).

Le nombre maximal de sous-porteuses utilisables est 220, et un exemple de débit cible R est 512 bits par symbole OFDM. Considérant le document 4 cité en annexe 1, la modulation d'ordre maximal est la MAQ 32768.

Il faut donc répartir 512 bits sur au plus 220 codes, avec un maximum de 15 bits par codes, du fait de l'ordre maximal de la modulation MAQ.

Selon les techniques classiques, une recherche exhaustive de la répartition optimale nécessite de tester 3 380 629 853 852 186 combinaisons. Cette méthode de recherche de la répartition optimale n'est donc pas envisageable.

Selon l'invention, on considère qu'un calcul de capacité, ou plus exactement du débit réalisable, du système de transmission prenant en compte le récepteur et la marge de bruit s'écrit :

$$R = \sum_{u=1}^U R_u = \sum_{u=1}^U \log_2 \left(1 + \frac{1}{\gamma} \frac{k^2}{\sum_{i=1}^k \frac{1}{|h_i|^2}} \frac{E_u}{N_0} \right) \quad (2)$$

25 avec :

R le débit cible ;

U le nombre de codes d'étalement ;

R_u le débit attribué au code d'étalement u ;

k la longueur du code d'étalement ;

h_i l'estimation des coefficients du canal de transmission ;

γ la marge de bruit du système de transmission ;

Γ la marge de bruit des modulations MAQ, comme décrit dans le document 3 cité en annexe 1 ;

5

E_u l'énergie attribuée au code d'étalement u .

On remarque notamment que la marge de bruit Γ peut également prendre en compte le gain apporté par le codage canal.

Ainsi, dans l'équation (2), les inconnues sont R_u , E_u , U , et on cherche à optimiser la marge de bruit γ du système de transmission.

10

La contrainte d'une densité spectrale de puissance globale, c'est-à-dire d'un gabarit ou d'un masque de puissance du signal d'émission, peut s'écrire sous la forme d'une énergie globale E représentative de la densité spectrale de puissance :

$$\sum_{u=1}^U E_u = E \quad (3)$$

15

soit en utilisant l'équation (2) :

$$\sum_{u=1}^U E_u = \gamma \Gamma \frac{\sum_{i=1}^k \frac{1}{|h_i|^2}}{k^2} N_0 \sum_{u=1}^U (2^{R_u} - 1) = E \quad (4)$$

La marge de bruit γ s'écrit alors :

$$\gamma = \frac{1}{\sum_{u=1}^U (2^{R_u} - 1)} \frac{1}{\Gamma} \frac{k^2}{\sum_{i=1}^k \frac{1}{|h_i|^2}} \frac{E}{N_0} \quad (5)$$

Maximiser γ revient en fait à minimiser le terme $\sum_{u=1}^U (2^{R_u} - 1)$ (appelé première

20

sommation), et/ou à minimiser le terme $\sum_{i=1}^k \frac{1}{|h_i|^2}$ (appelé deuxième sommation).

La deuxième sommation est simple à minimiser, il suffit de choisir h_i tel que :

$$\forall i \in [1; k], \forall j \notin [1; k], |h_i| \geq |h_j|$$

Pour minimiser la première sommation, il est possible d'utiliser le théorème 1 tel que présenté en annexe 2, faisant partie intégrante de la présente description :

Théorème 1: Sous la contrainte $\sum_{u=1}^U R_u = R$, $\sum_{u=1}^U (2^{R_u} - 1)$ est minimale si et seulement si $k - (R - \lfloor R/k \rfloor k)$ valeurs de R_u sont égales à $\lfloor R/k \rfloor$, et $R - \lfloor R/k \rfloor k$ valeurs de R_u sont égales à $\lfloor R/k \rfloor + 1$.

Il reste ensuite à répartir l'énergie E entre les codes, ou entre les symboles, relativement à l'ordre de modulation, c'est-à-dire relativement à la répartition des bits.

En utilisant l'expression de E_u équation (4), et à l'aide de l'équation (5), on obtient :

$$E_u = \frac{2^{R_u} - 1}{\sum_{u=1}^U (2^{R_u} - 1)} E \quad (11)$$

Ainsi, pour une densité spectrale de puissance (DSP) donnée exprimée par représentée par une énergie globale E , un débit cible R , et une longueur de code k , on peut définir la répartition de l'information R_u et les énergies E_u à attribuer à chacun des U codes d'étalement afin d'optimiser la marge de bruit γ d'un système utilisant une forme d'onde MC-CDMA.

La répartition de l'information est donc la suivante :

$$R = (k - (R - \lfloor R/k \rfloor k)) \times \lfloor R/k \rfloor + (R - \lfloor R/k \rfloor k) \times (\lfloor R/k \rfloor + 1) \quad (12)$$

$$R_u \in \{ \lfloor R/k \rfloor, \lfloor R/k \rfloor + 1 \} ;$$

avec $\lfloor . \rfloor$ la partie entière.

Il reste cependant un cas particulier, celui de la MDP2, qui peut ne pas être utilisée dans les applications, ce qui signifie que le nombre minimal de bits alloués selon l'invention est 2 et non 1.

En effet, la distance entre la limite de Shannon et le débit que permet cette modulation est plus importante que celle des modulations d'ordre supérieur. Il n'est donc pas possible d'utiliser l'équation (12) lorsqu'il existe $R_u = 1$, c'est-à-dire lorsque $\lfloor R/k \rfloor \in \{0, 1\}$, soit $R < 2 \times k$.

Dans ce cas particulier, la répartition est simplement :

$$R = \frac{R}{2} \times 2 \quad (13)$$

c'est-à-dire qu'il y a $R/2$ codes portant 2 bits, ce qui correspond à des

modulations d'amplitude en quadrature d'ordre 4 (MAQ 4).

On peut également remarquer qu'un débit $R < 2 \times k$ impair ne peut pas être alloué.

Par ailleurs, on a jusqu'à présent supposé la faisabilité du débit cible R .

5 Il est cependant souhaitable de tester dans un premier temps si le débit cible R est réalisable ou non, à l'aide du théorème 2 tel que présenté en annexe 2 faisant partie intégrante de la présente description.

Théorème 2 : Le débit R est réalisable si et seulement si :

$$R \leq \left\lfloor k(2^{\mathfrak{R}/k - \lfloor \mathfrak{R}/k \rfloor} - 1) \right\rfloor + k \lfloor \mathfrak{R}/k \rfloor \text{ avec } \mathfrak{R} = k \log_2 \left(1 + \frac{1}{\Gamma} \frac{k}{\sum_{i=1}^k \frac{1}{|h_i|^2}} \frac{E}{N_0} \right).$$

10 Ainsi, selon le mode de réalisation préférentiel de l'invention, l'algorithme de l'allocation centralisée 14 a la structure suivante :

1. Entrée : $R, \Gamma, E, k, h_i, N_0$;
2. Vérifier la faisabilité du débit cible : si le débit n'est pas réalisable, changer la qualité de service QoS (Γ) ou le débit cible R afin qu'il respecte le théorème 2 ;
3. Si $R < 2k$, alors attribuer 2 bits (MAQ4) sur chacun des $R/2$ codes ;
4. Sinon, attribuer $\lfloor R/k \rfloor$ bits sur chacun des $k - (R - \lfloor R/k \rfloor k)$ codes, et $\lfloor R/k \rfloor + 1$ bits sur chacun des $R - \lfloor R/k \rfloor k$ autres codes ;
5. Calculer la répartition des énergies, selon l'équation (11) ;
- 20 6. Sortie : U, R_u, E_u .

Par exemple, on considère une liaison ADSL ayant pour fonction de transfert :

$$h_{i_f} = 10^{-5.10^{-5} L(2.5\sqrt{0.43125i_f + 4.2})} \quad (15)$$

avec L la longueur de la ligne (en mètre), et $i_f \in [35; 64[\cup]64; 255]$ l'indice de la sous-porteuse, en notant $i \in [0; 220[$ les indices correspondant aux indices i_f .

25 Soient $R = 512$ bits/symboles, $\Gamma = 4, 04$ (ce qui correspond à un taux d'erreur symbole de l'ordre de 10^{-3}), $E = -39$ dBm/Hz, $k = 100$, et $N_0 = -140$ dBm/Hz.

Alors, pour une longueur de ligne L de 3000 mètres, on obtient à l'aide du

théorème 1 et de l'équation (11) un nombre de codes $U = 100$, avec 88 codes tels que $R_u = 5$ et $E_u = 8, 898.10^{-3}E$, et 12 codes tels que $R_u = 6$ et $E_u = 1, 808.10^{-2}E$.

La marge de bruit est dans ce cas $\gamma = 45,5$, soit 16,6 dB de marge de bruit supplémentaire.

5 On pourrait notamment considérer que le système MC-CDMA ne permet pas, en soit, d'obtenir une marge de bruit meilleure que celle obtenue avec les systèmes DMT de l'art antérieur. Mais ajouté à la marge de bruit, le gain d'étalement confère au système une plus grande robustesse.

10 Ainsi, des résultats ont déjà montré l'avantage du système MC-CDMA dans les environnements brouillés même en l'absence d'optimisation de l'allocation, comme indiqué dans les documents 6 et 7 présentés en annexe 1.

L'invention permet d'améliorer encore ces résultats.

On illustre ainsi en relation avec les figures 2 à 4 quelques résultats de simulation d'un exemple d'application de l'invention dans le contexte ADSL.

15 Les figures 2A à 2D illustrent notamment la marge de bruit γ en fonction de la longueur k des codes, pour deux débits cibles R et deux longueurs L de canal ADSL.

20 Ainsi, la figure 2A présente l'évolution de la marge de bruit γ en fonction de la longueur k , pour un débit R de 512 bits/symboles et une longueur de canal L de 2000 mètres, la figure 2B pour un débit R de 512 bits/symboles et une longueur de canal L de 3000 mètres, la figure 2C pour un débit R de 1024 bits/symboles et une longueur de canal L de 2000 mètres, et la figure 2D pour un débit R de 1024 bits/symboles et une longueur de canal L de 3000 mètres.

On peut ainsi observer qu'il existe une valeur optimale de k pour chaque configuration permettant d'optimiser la marge de bruit.

25 Par exemple :

- pour la configuration de la figure 2A, la valeur optimale de k est d'environ 130 ;
- pour la configuration de la figure 2B, la valeur optimale de k est d'environ 90 ;
- 30 ▪ pour la configuration de la figure 2C, la valeur optimale de k est d'environ 175 ; et

- pour la configuration de la figure 2D, la valeur optimale de k est d'environ 125.

Ces valeurs sont également données en relation avec les figures 3A à 3D, qui illustrent la longueur optimale k des codes en fonction de la longueur L du canal ADSL pour quatre débits cibles R (304 bits/symboles – figure 3A, 512 bits/symboles – figure 3B, 1024 bits/symboles – figure 3C, et 2048 bits/symboles – figure 3D).

Finalement, les figures 4A à 4D illustrent les performances de l'invention dans un système MC-CDMA mettant en œuvre une attribution d'un débit et/ou d'une puissance à chacun des codes d'étalement selon l'invention, comparées aux performances des techniques de l'art antérieur dans un système de type DMT.

Notamment, les figures 4A à 4D illustrent la marge des systèmes en dB en fonction de la longueur du canal ADSL pour quatre débits cibles R (304 bits/symboles – figure 4A, 512 bits/symboles – figure 4B, 1024 bits/symboles – figure 4C, et 2048 bits/symboles – figure 4D).

15 Ainsi :

- la courbe 1 (+) présente la marge de bruit d'un système de transmission selon la technique DMT en fonction de la longueur L du canal ;
- la courbe 2 (♦) présente la marge de bruit d'un système de transmission selon la technique MC-CDMA avec une longueur de code k fixée ($k = 64$) en fonction de la longueur L du canal ; et
- la courbe 3 (∇) présente la marge de bruit d'un système de transmission selon la technique MC-CDMA avec une longueur de code k optimale pour chaque longueur du canal ;

avec la marge de bruit γ en traits pleins, et la marge de bruit combinée au gain d'étalement en traits discontinus.

On constate sur ces figures que l'invention permet d'optimiser la marge de bruit γ du système, grâce à une répartition optimale des énergies E_u et des débits R_u sur les U codes d'étalement.

Ainsi, l'invention confère aux communications une plus grande robustesse dans des environnements perturbés par des brouilleurs électromagnétiques.

Par ailleurs, cette technique de transmission basée sur une attribution de débit

et/ou d'énergie à chacun des codes d'étalement offre tout son intérêt dans les systèmes multiplexant plusieurs modules MC-CDMA élémentaires dans le domaine fréquentiel, comme présenté dans le document 8 cité en annexe 1.

5 Cette technique de transmission peut également être mise en œuvre pour différents canaux (ADSL, PLC –en anglais « power line communications », ...), dans un contexte point-à-multipoint ou multipoint-à-point (communication à utilisateur multiple, respectivement de diffusion (« broadcast ») ou d'accès), notamment lorsque le multiplexage est fréquentiel.

10 La sur-couche liée au contexte multi-utilisateur ne fait pas partie de la présente invention.

L'invention confère ainsi une plus grande robustesse aux communications dans des environnements perturbés par des brouilleurs électromagnétiques, et notamment aux communications filaires.

15 On rappelle que l'invention nécessitant une connaissance du canal à l'émission, il est communément admis que ce type de technologie est plus adapté aux communications filaires.

20 Mais cela n'est pas exclusif : les radiocommunications à l'intérieur des bâtiments, de même que les faisceaux de communication peuvent être effectuées à travers des canaux statiques, relativement au débit des communications. Ainsi, l'invention peut être envisagée pour certaines communications sans fil.

L'invention peut également être utilisée dans des systèmes où le nombre de sous-porteuses est supérieur à la longueur des codes.

25 Aussi, plusieurs blocs de sous-porteuses peuvent être définis, chaque bloc formant un système MC-CDMA, le système total étant connu sous le sigle SS-MC-MA (en anglais « spread spectrum multicarrier multiple access »). L'invention peut alors s'appliquer sur chaque bloc.

ANNEXE 1

- 1 N. Yee, J-P. Linnartz et G. Fettweis
« **Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks** »
In IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium,
pages 109–113, septembre 1993.
- 2 S. Hara et R. Prasad
« **Overview of multicarrier CDMA** »
IEEE Communications Magazine, vol. 35, no12, pages 126–133, décembre
1997.
- 3 J.M. Cioffi
« **A multicarrier primer** »
Rapport, ANSI T1E1.4/91–157, Committee contribution, 1991.
- 4 G992-3
« **Asymmetrical Digital Subscriber Line (ADSL) transceivers** »
International Telecommunication Union, 2002.
- 5 M. Crussière, J-Y. Baudais et J-F. Hélar
« **Robust and high-bit rate communications over PLC channels: A Bit-
loading multi-carrier spread spectrum solution** »
In International Symposium on Power-Line Communications and Its
Applications, (Vancouver, Canada), avril 2005.
- 6 S.Mallier, F. Nouvel, J-Y. Baudais, D. Gardan et A. Zeddani
« **Multicarrier CDMA over lines – Comparison of performances with
the ADSL system** »
In IEEE International Workshop on Electronic Design, Test and
Applications, pages 450–452, janvier 2002.
- 7 J-Y. Baudais
« **Amélioration de la robustesse du système ADSL en présence de
brouilleurs : utilisation des techniques MC-CDMA** »
In Colloque GRETSI, Groupe de recherche et d'étude de traitement du signal,
septembre 2003.
- 8 O. Isson, J-M. Brossier et D. Mestdagh
« **Multi-carrier bit-rate improvement by carrier merging** »
Electronics Letters, vol. 38, no19, pages 1134–1135, septembre 2002.

ANNEXE 2

Théorème 1 :

Sous la contrainte $\sum_{u=1}^U R_u = R$, $\sum_{u=1}^U (2^{R_u} - 1)$ est minimale si et seulement si

- 5 $k - (R - \lfloor R/k \rfloor k)$ valeurs de R_u sont égales à $\lfloor R/k \rfloor$, et $R - \lfloor R/k \rfloor k$ valeurs de R_u sont égales à $\lfloor R/k \rfloor + 1$.

Démonstration :

Soit $R = kq + r$ avec $q = \lfloor R/k \rfloor$ et

$$f(0) = (k - r)2^q + r2^{q+1} = \sum_{u=1}^k 2^{R_u} \quad (6)$$

- 10 avec $R_u \in \{q, q+1\}$ et $\lfloor \cdot \rfloor$ la partie entière. La démonstration est faite par l'absurde.

Soit $a \geq 1$. Supposons qu'il existe $R_i = q$ et $R_j = q$ tels que R_i devient $q+a$ et R_j devient $q-a$, impliquant $f(0) > f(a) = (k - r - 2)2^q + 2^{q+a} + 2^{q-a} + r2^{q+1}$.

Le nombre total de bits est toujours égal à R .

$$f(a) - f(0) = -2 \times 2^q + 2^{q+a} + 2^{q-a}$$

$$15 \quad f(a) - f(0) = 2^{q-a} (2^{a+1} (2^{a-1} - 1) + 1) \quad (7)$$

Comme $a \geq 1$, alors $f(a) - f(0) > 0$, ce qui conduit à une contradiction. Ainsi $\nexists R_i > q$, $\nexists R_j < q$ tels que $f(0) > f(a)$.

En utilisant la même analyse pour les cas suivants :

$$\begin{cases} R_i = q & \mapsto & q + a \\ R_j = q + 1 & \mapsto & q + 1 - a \end{cases} \quad (8)$$

- 20 et

$$\begin{cases} R_i = q + 1 & \mapsto & q + 1 + a \\ R_j = q & \mapsto & q - a \end{cases} \quad (9)$$

et

$$\begin{cases} R_i = q + 1 & \mapsto & q + 1 + a \\ R_j = q + 1 & \mapsto & q + 1 - a \end{cases} \quad (10)$$

- 25 nous obtenons la même conclusion. La fonction f est minimale en zéro, et la répartition des bits correspondante minimise également $\sum_{u=1}^k (2^{R_u} - 1)$. Si $q \neq 0$, le nombre de

codes utilisés est $U = k$.

Théorème 2 :

Le débit R est réalisable si et seulement si $R \leq \left\lfloor k(2^{\mathfrak{R}/k - \lfloor \mathfrak{R}/k \rfloor} - 1) \right\rfloor + k \lfloor \mathfrak{R}/k \rfloor$

avec $\mathfrak{R} = k \log_2 \left(1 + \frac{1}{\Gamma} \frac{k}{\sum_{i=1}^k \frac{1}{|h_i|^2}} \frac{E}{N_0} \right)$.

Démonstration :

5 Cette partie n'étant pas l'objet de la présente demande de brevet, nous ne donnons que les principes de la démonstration. Le document 5 cité en annexe 1 donne une démonstration plus complète.

En travaillant dans l'ensemble des nombres réels, et à l'aide des multiplicateurs de Lagrange, on montre que le débit maximal est :

10
$$\mathfrak{R} = k \log_2 \left(1 + \frac{1}{\Gamma} \frac{k}{\sum_{i=1}^k \frac{1}{|h_i|^2}} \frac{E}{N_0} \right) \quad (14)$$

Il est évident qu'attribuer $\lfloor \mathfrak{R}/k \rfloor$ bits sur chacun des k codes conduit à un débit réalisable. Mais peut-on transmettre plus d'information ? Tout le problème est alors de rechercher l'entier n tel que la contrainte de densité spectrale de puissance soit satisfaite, et que les équations suivantes soient vérifiées :

15
$$E - \sum_{u=1}^k E_u = \frac{k}{\alpha} (2^{\mathfrak{R}/k} - 1) - \frac{n}{\alpha} (2^{\lfloor \mathfrak{R}/k \rfloor + 1} - 1) - \frac{k-n}{\alpha} (2^{\lfloor \mathfrak{R}/k \rfloor} - 1) \geq 0$$

$$E - \sum_{u=1}^k E_u = \frac{k}{\alpha} (2^{\mathfrak{R}/k} - 1) - \frac{n+1}{\alpha} (2^{\lfloor \mathfrak{R}/k \rfloor + 1} - 1) - \frac{k-(n+1)}{\alpha} (2^{\lfloor \mathfrak{R}/k \rfloor} - 1) < 0$$

ce qui conduit à $n = \left\lfloor k(2^{\mathfrak{R}/k - \lfloor \mathfrak{R}/k \rfloor} - 1) \right\rfloor$.

REVENDICATIONS

1. Procédé de transmission d'un signal à porteuses multiples et à étalement de spectre, mettant en œuvre une pluralité de codes d'étalement, caractérisé en ce qu'il comprend une étape d'attribution d'une puissance et/ou d'un débit à chacun desdits codes d'étalement, en fonction d'une information représentative du bruit et/ou d'une information représentative de la qualité de la liaison, ladite étape d'attribution tenant compte d'un débit cible.
2. Procédé de transmission selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite étape d'attribution tient également compte d'une densité spectrale de puissance globale.
3. Procédé de transmission selon l'une quelconque des revendications 1 et 2, caractérisé en ce que ladite étape d'attribution d'un débit comprend, pour chacun desdits codes d'étalement, une étape de sélection d'une modulation pour au moins certaines sous-porteuses dudit signal.
4. Procédé de transmission selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que ladite étape d'attribution comprend les sous étapes suivantes :
- vérification de la faisabilité dudit débit cible R ;
 - si ledit débit cible est réalisable :
 - détermination dudit débit à attribuer à chacun desdits codes d'étalement :
 - si ledit débit cible R est strictement inférieur à deux fois la longueur k des codes d'étalement, attribution de deux bits sur chacun de $R/2$ codes ;
 - sinon attribution de $\lfloor R/k \rfloor$ bits sur chacun de $k - (R - \lfloor R/k \rfloor k)$ premiers codes, et $\lfloor R/k \rfloor + 1$ bits sur chacun de $R - \lfloor R/k \rfloor k$ seconds codes ;
- avec $\lfloor . \rfloor$ la partie entière.
5. Procédé de transmission selon la revendication 4, caractérisé en ce que, lorsque ledit débit cible R est supérieur ou égal à deux fois la longueur k des codes d'étalement, ladite étape d'attribution est définie par les équations :
- $$R = (k - (R - \lfloor R/k \rfloor k)) \times \lfloor R/k \rfloor + (R - \lfloor R/k \rfloor k) \times (\lfloor R/k \rfloor + 1) ;$$
- $$R_u \in \{ \lfloor R/k \rfloor, \lfloor R/k \rfloor + 1 \} ;$$

avec :

R le dit débit cible ;

R_u le débit attribué audit code d'étalement u ;

k la longueur dudit code d'étalement ;

$\lfloor . \rfloor$ la partie entière.

- 5 **6.** Procédé de transmission selon l'une quelconque des revendications 4 et 5, caractérisé en ce que ladite étape d'attribution comprend également une sous étape de détermination d'une énergie E_u représentative de ladite puissance à attribuer à chacun desdits codes d'étalement, s'exprimant sous la forme :

$$E_u = \frac{2^{R_u} - 1}{\sum_{u=1}^U (2^{R_u} - 1)} E$$

- 10 avec :

E une énergie globale représentative de ladite densité spectrale de puissance globale ;

R_u le débit attribué audit code d'étalement u ;

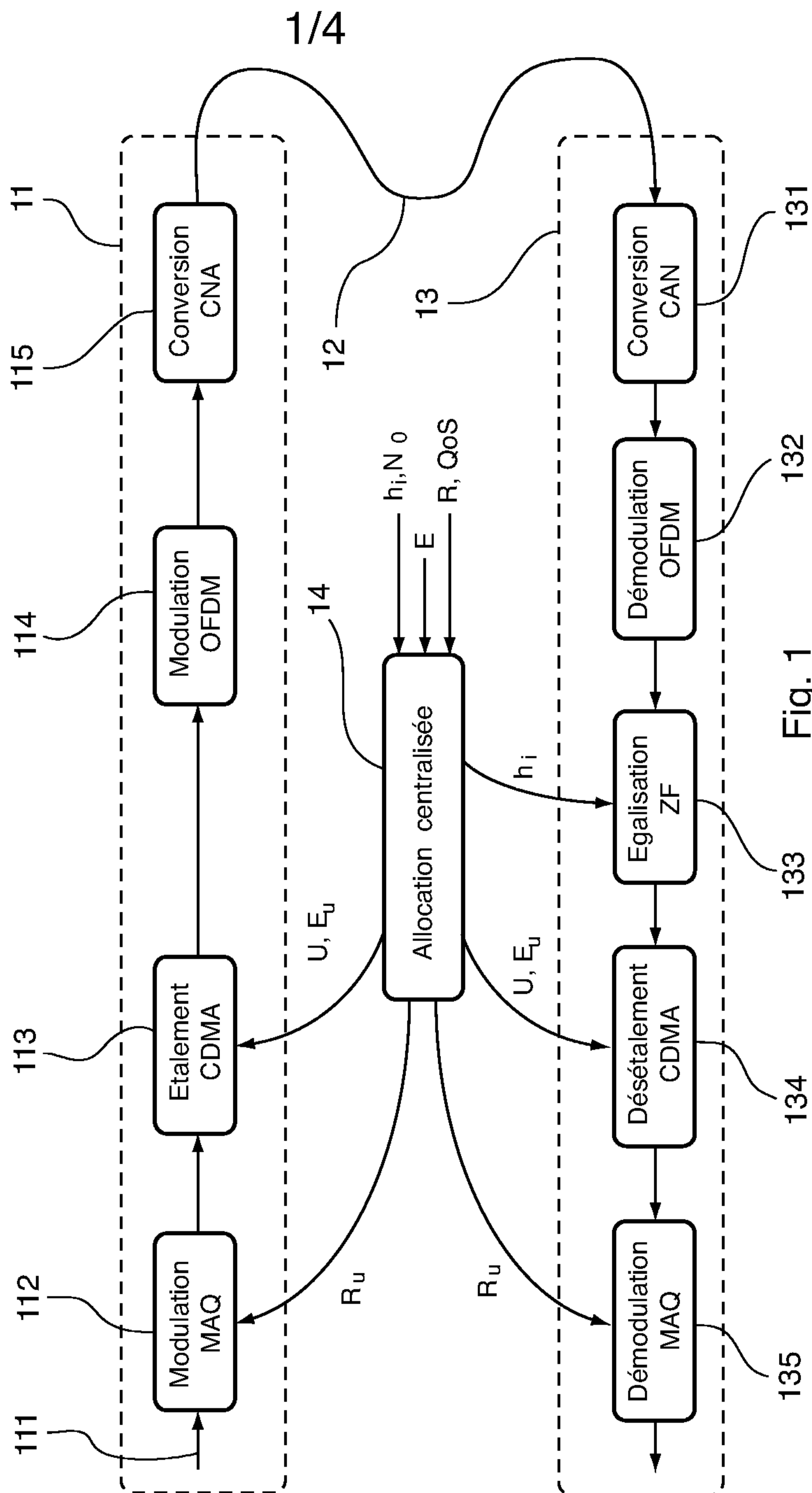
U le nombre de codes d'étalement.

- 15 **7.** Dispositif d'émission d'un signal à porteuses multiples et à étalement de spectre, mettant en œuvre une pluralité de codes d'étalement, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens d'attribution d'une puissance et/ou d'un débit à chacun desdits codes d'étalement, tenant compte d'un débit cible, en fonction d'une information représentative du bruit et/ou d'une information représentative de la
20 qualité de la liaison.

- 8.** Procédé de réception d'un signal à porteuses multiples et à étalement de spectre, mettant en œuvre une pluralité de codes d'étalement, une puissance et/ou un débit étant attribué avant émission à chacun desdits codes d'étalement en fonction d'une information représentative du bruit et/ou d'une
25 information représentative de la qualité de la liaison et en tenant compte d'un débit cible,
caractérisé en ce qu'il comprend une étape de démodulation dudit signal tenant compte de ladite puissance et/ou dudit débit attribué à chacun desdits codes d'étalement

- 9.** Dispositif de réception d'un signal à porteuses multiples et à étalement de

- spectre, mettant en œuvre une pluralité de codes d'étalement, une puissance et/ou un débit étant attribué avant émission à chacun desdits codes d'étalement en fonction d'une information représentative du bruit et/ou d'une information représentative de la qualité de la liaison et en tenant compte d'un débit
- 5 cible,
- caractérisé en ce qu'il comprend des moyens de démodulation dudit signal tenant compte de ladite puissance et/ou dudit débit attribué à chacun desdits codes d'étalement.
- 10.** Signal à porteuses multiples et à étalement de spectre, comprenant une pluralité de codes d'étalement,
- 10 caractérisé en ce que chacun desdits codes d'étalement est associé à une puissance et/ou à un débit, attribué en fonction d'une information représentative du bruit et/ou d'une information représentative de la qualité de la liaison, et d'un débit cible.



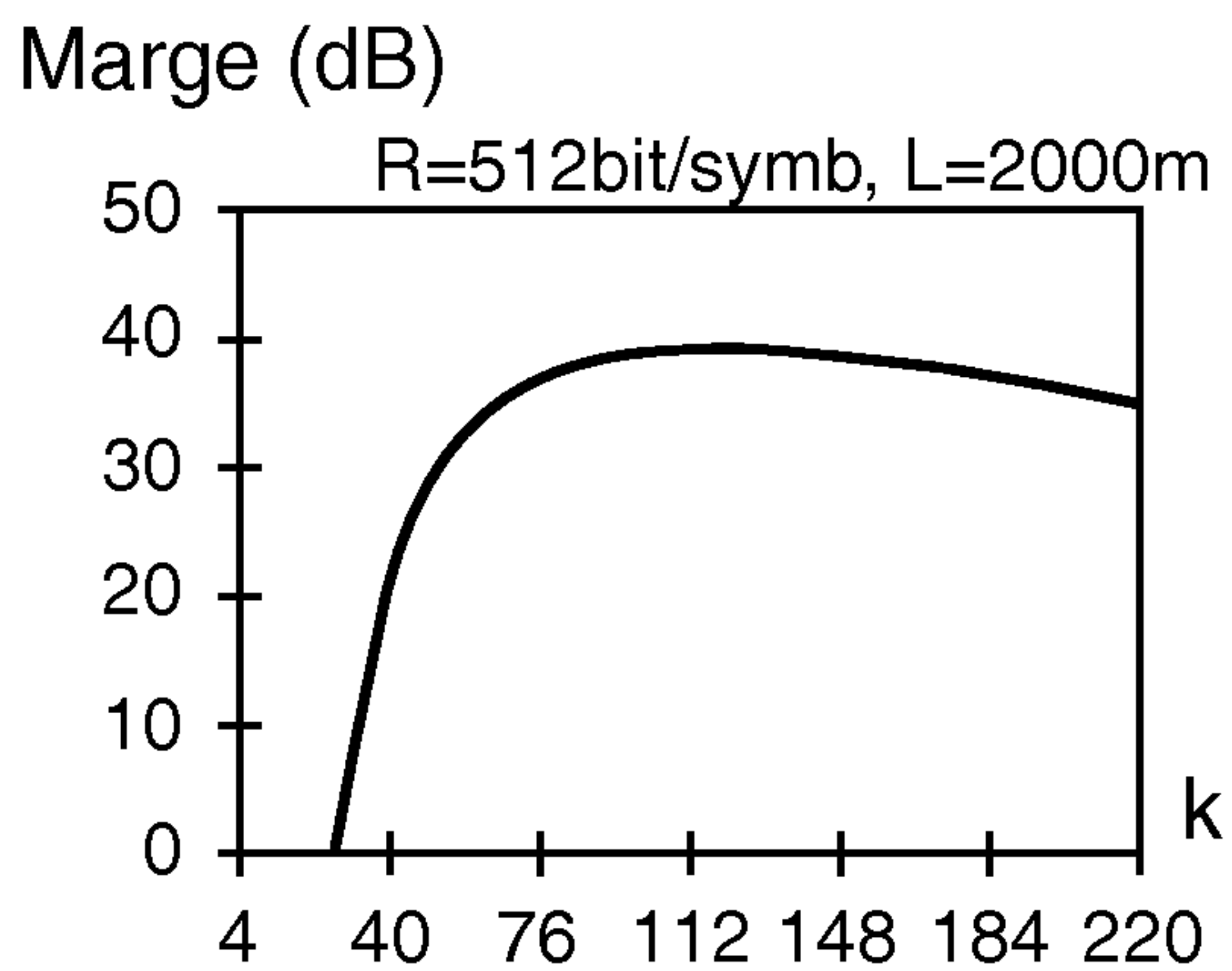


Fig. 2A

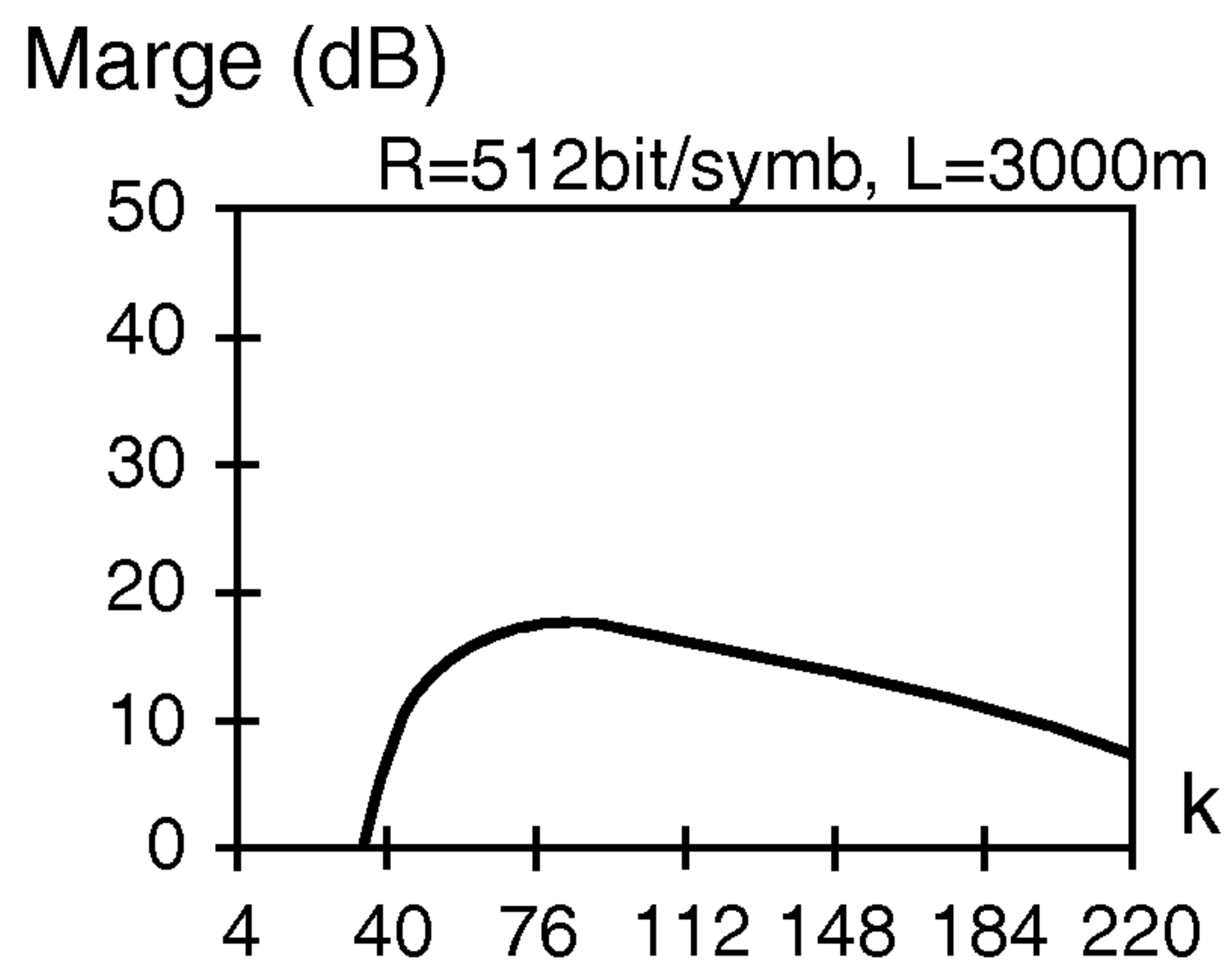


Fig. 2B

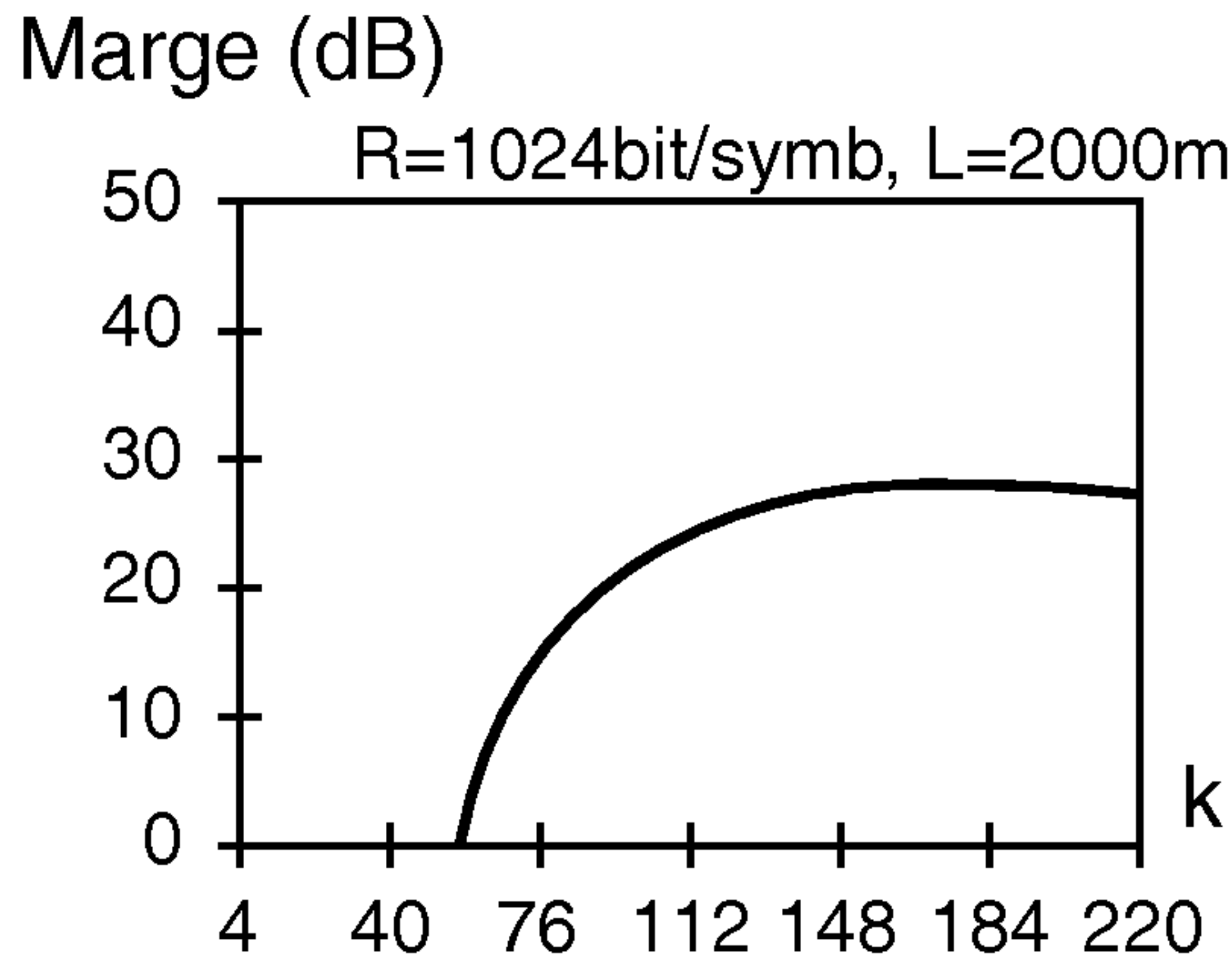


Fig. 2C

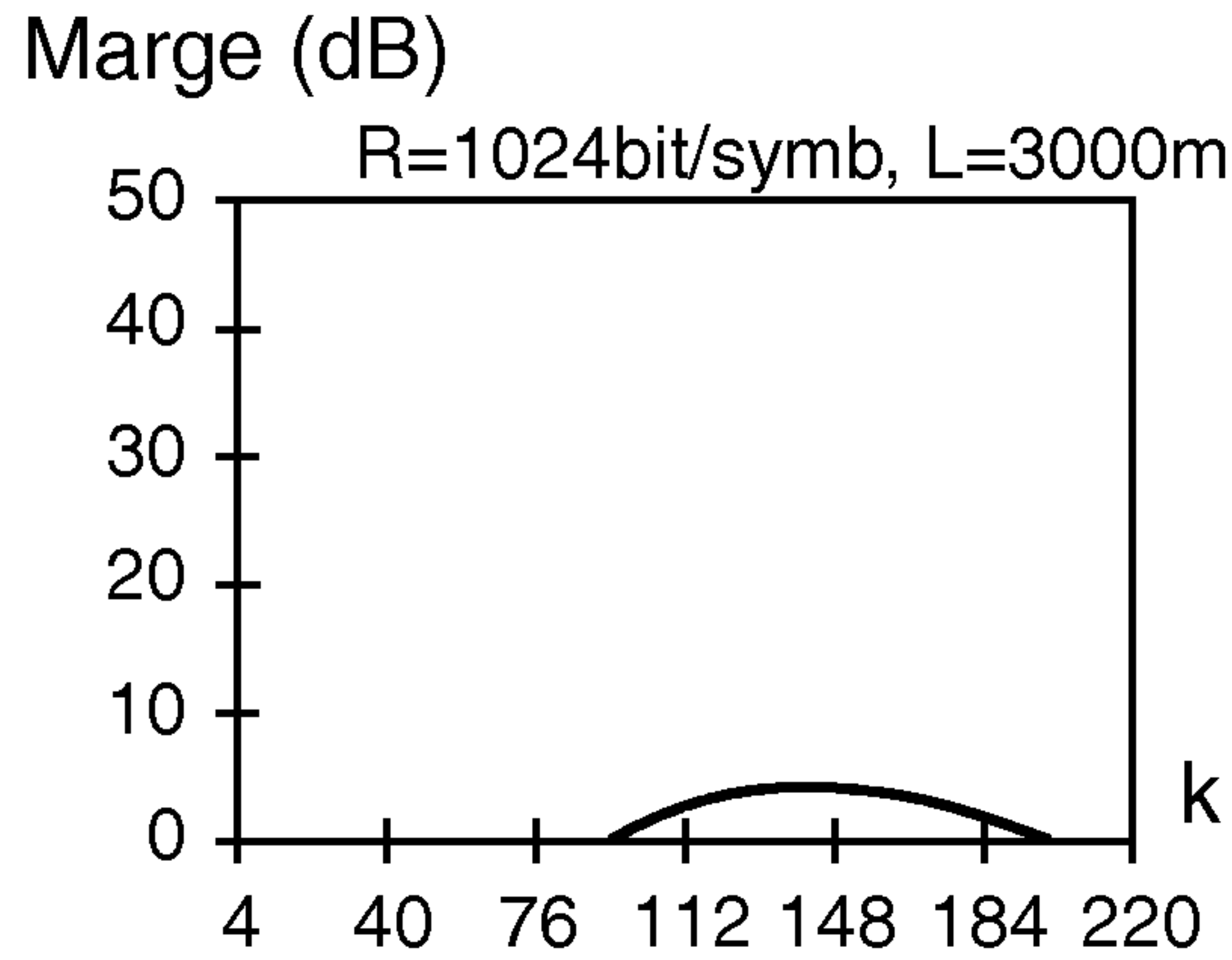


Fig. 2D

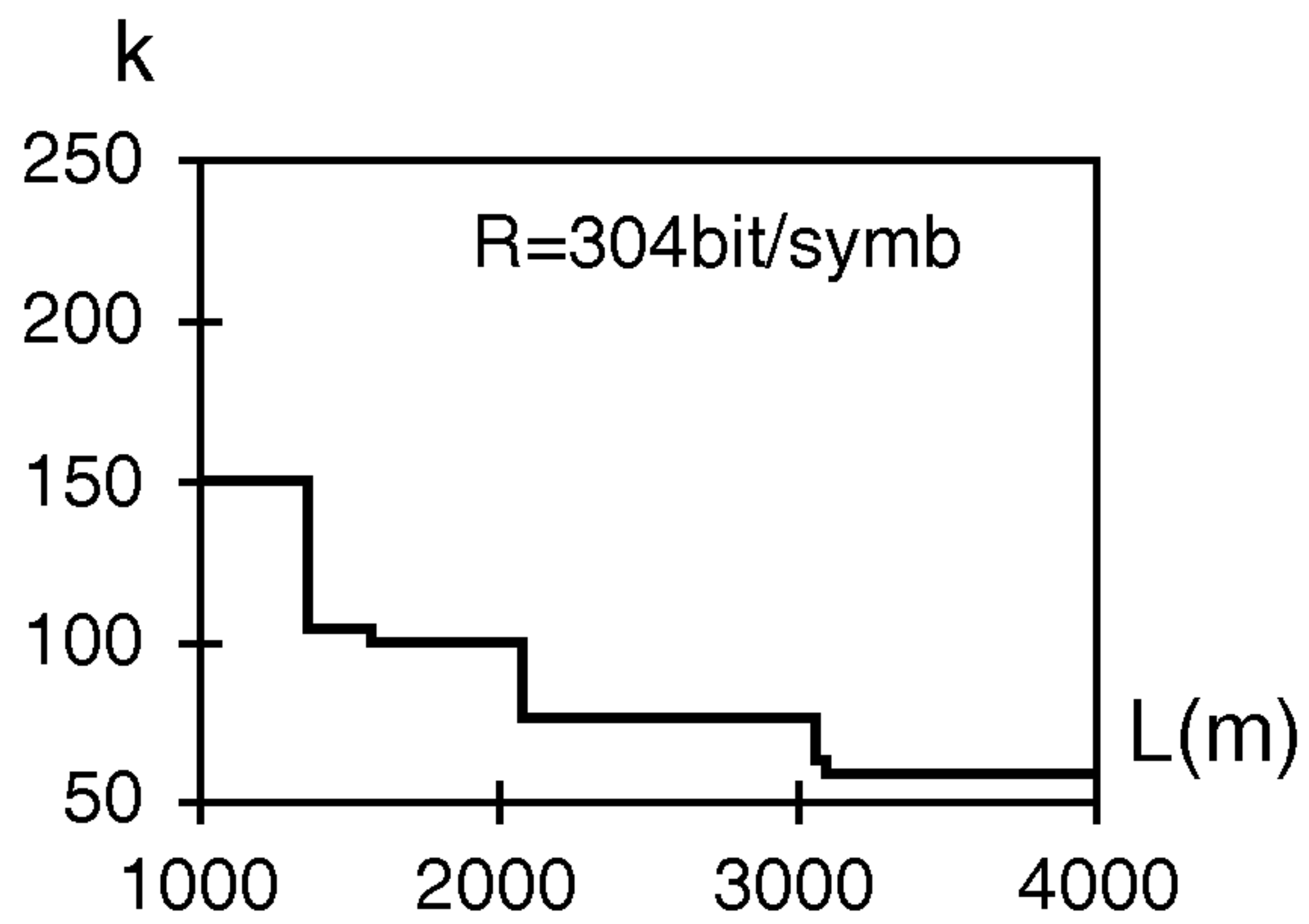


Fig. 3A

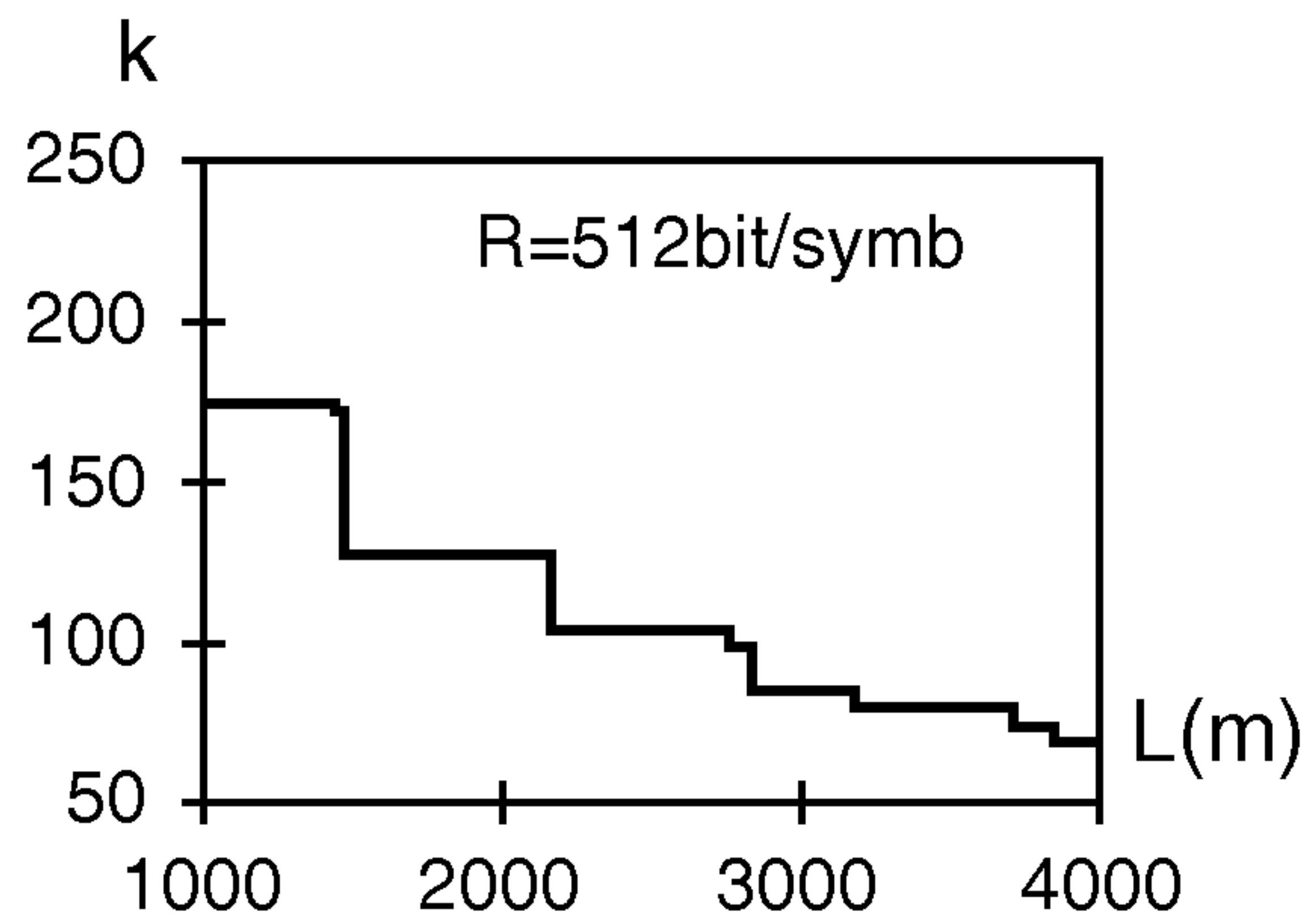


Fig. 3B

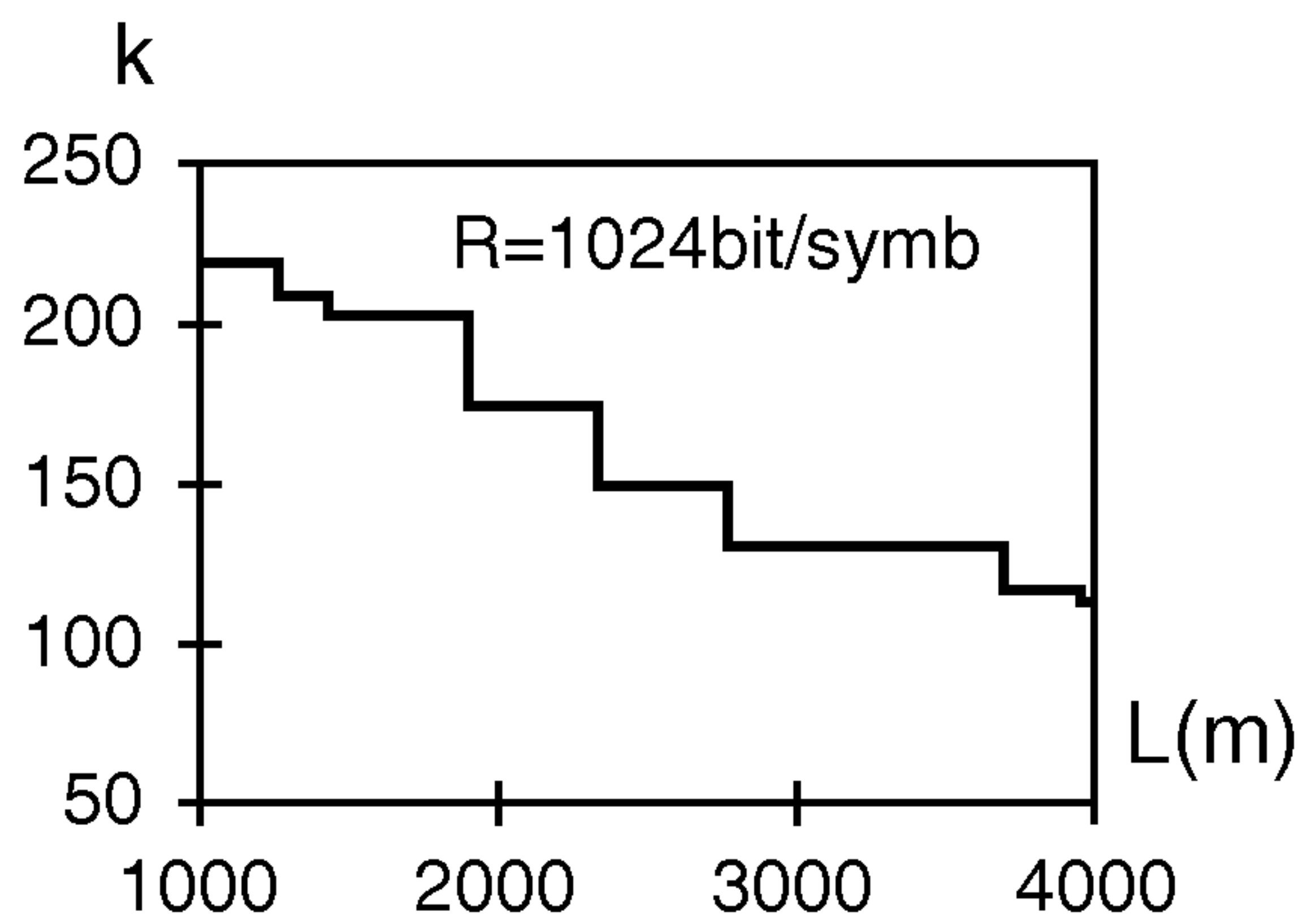


Fig. 3C

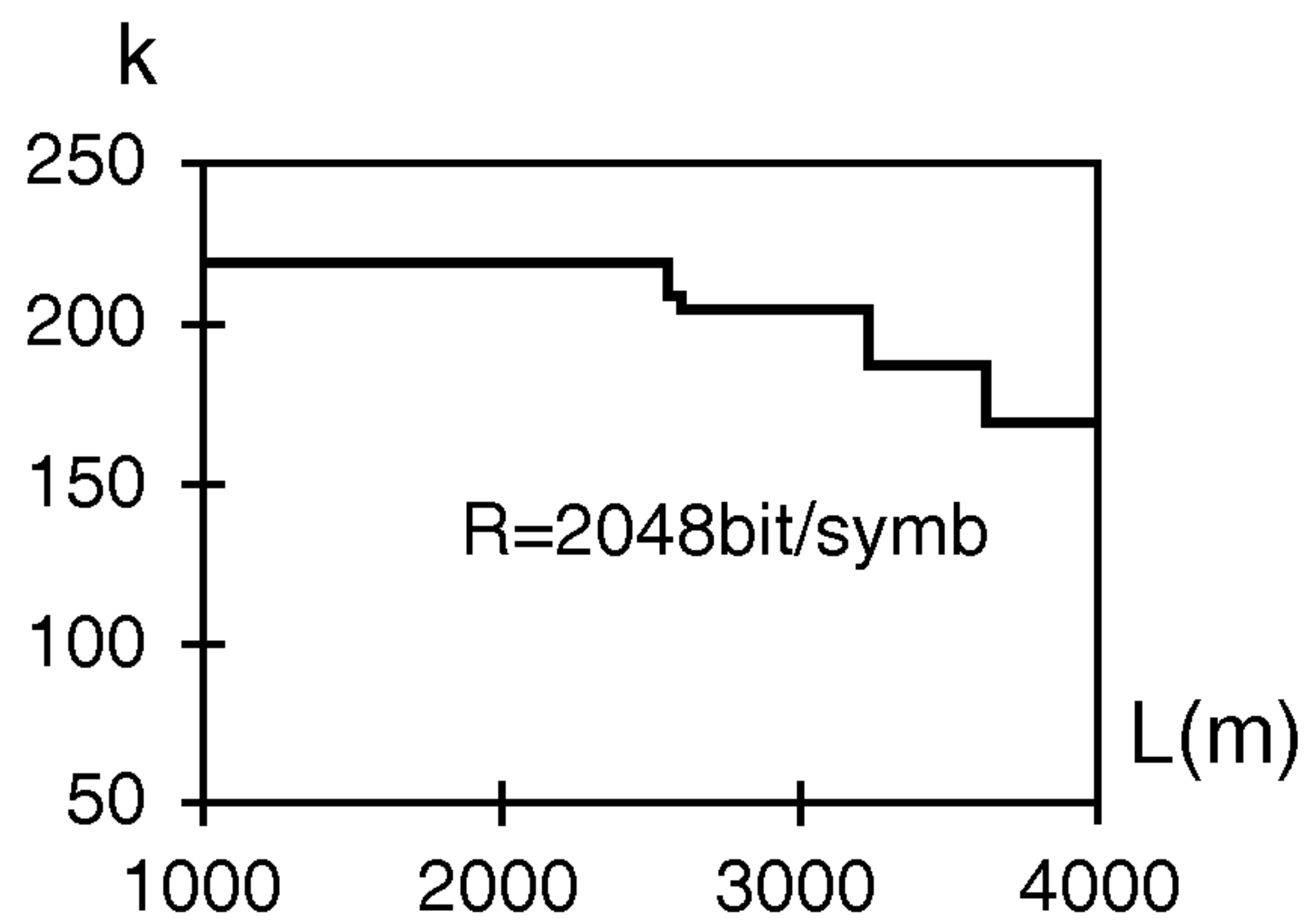


Fig. 3D

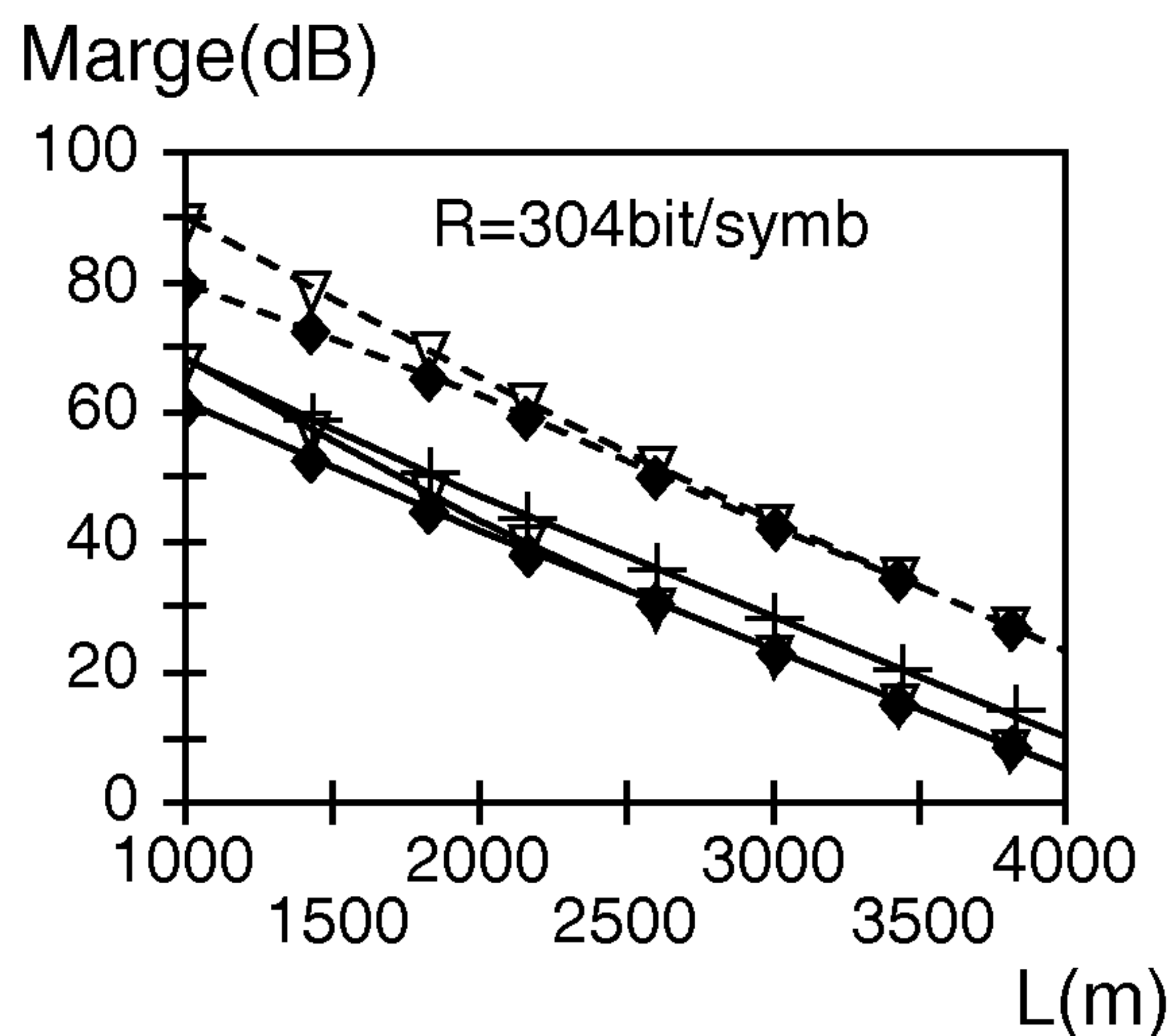
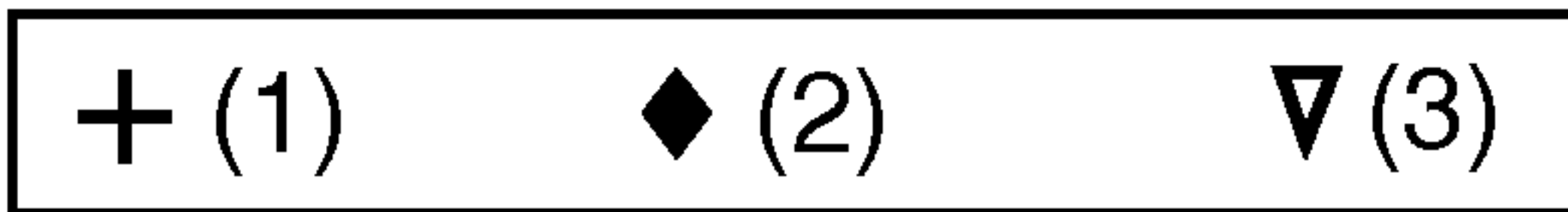


Fig. 4A

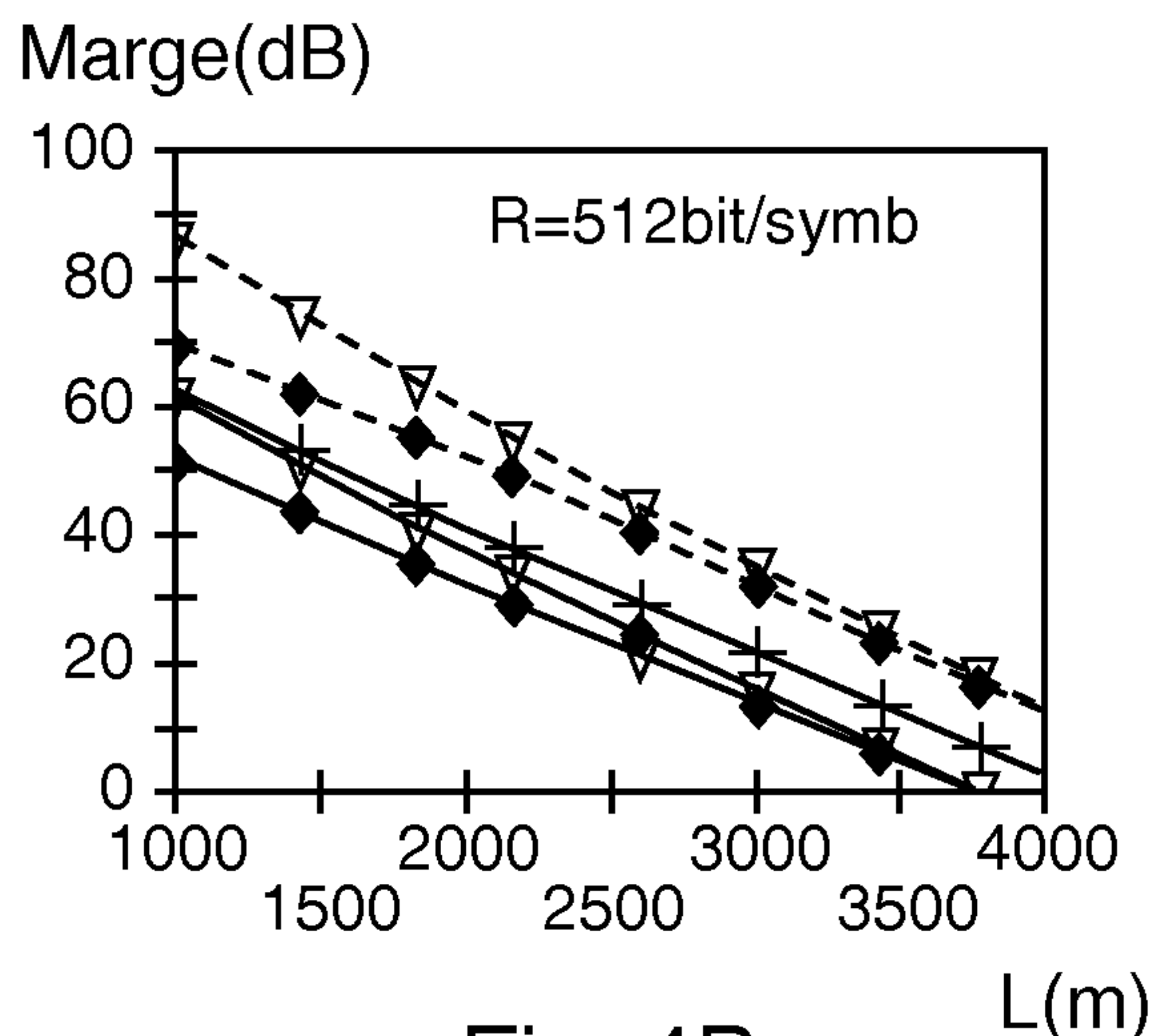


Fig. 4B

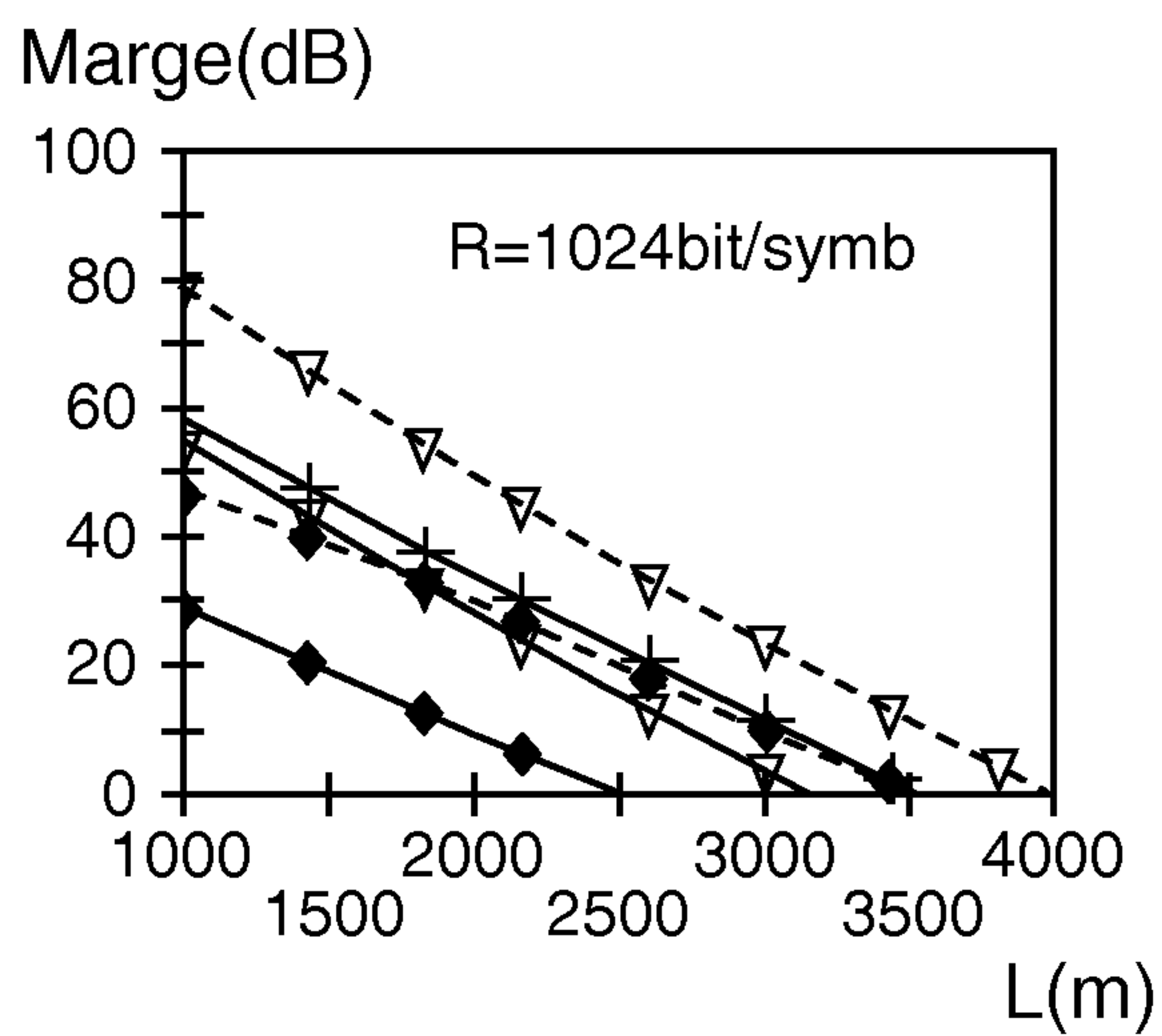


Fig. 4C

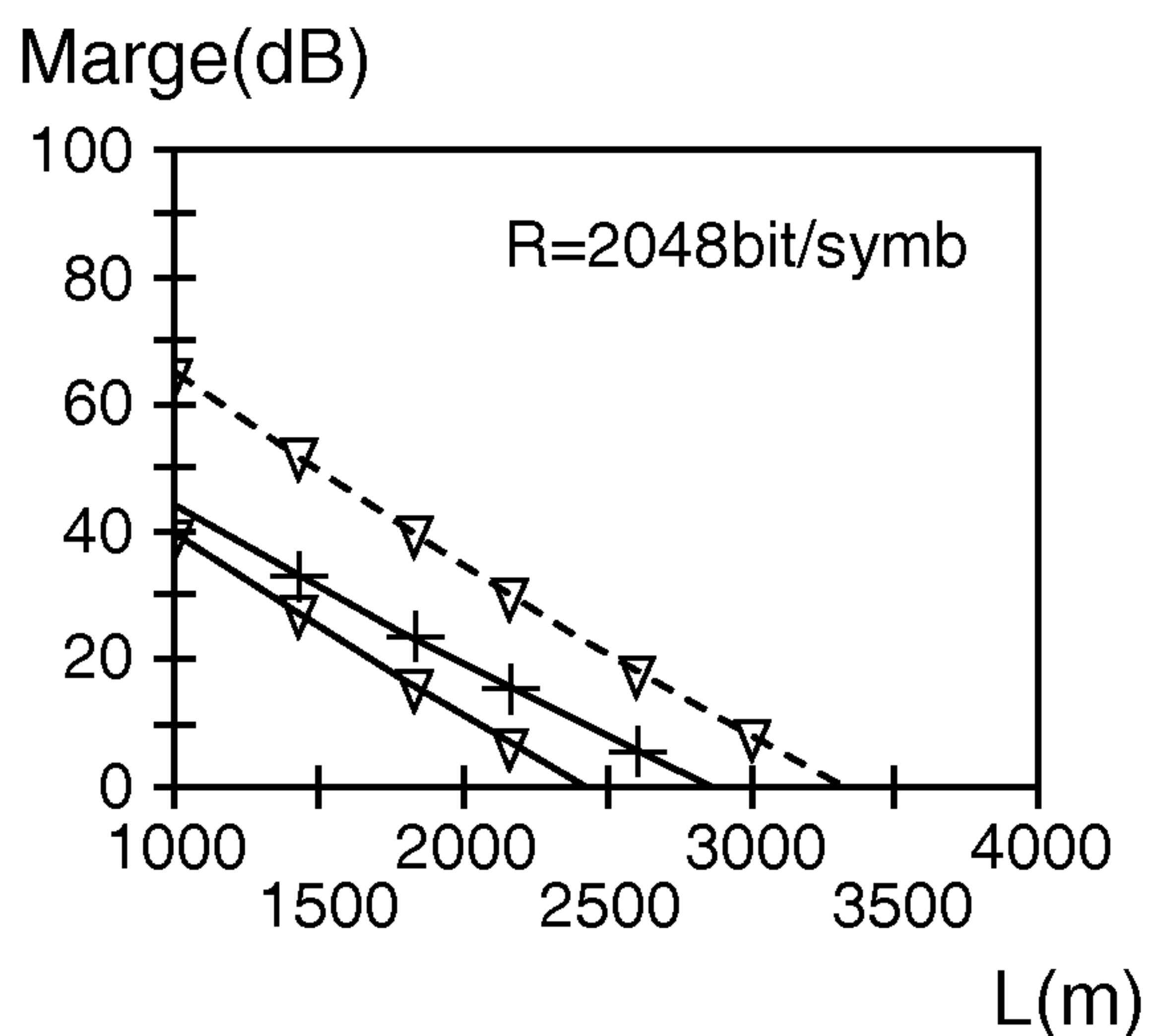


Fig. 4D

