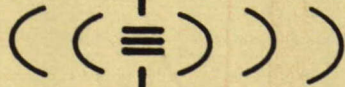


UNIVERSITÉ LAVAL

**FACULTÉ DES SCIENCES ET DE GÉNIE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE**



**Laboratoire de Radiocommunications
et de Traitement du Signal**

ETUDES DES DEFAUTS SYSTEMATIQUES ET NATURELS
DANS LES RESEAUX DE COMMUNICATION

PHASE V

CACULS DE LA PROBABILITE D'ERREUR DES RECEPTEURS M-FSK
COHERENTS A N NIVEAUX EN PRESENCE D'UN SIGNAL FDM-FM
A FAIBLES INDICES DE MODULATION

par

H.T. Huynh, R. Gagnon et D. Angers

pour

Gouvernement du Canada

Ministère des communication, Ottawa

sous

Contrat 64SS.36100-7-0216

du Ministère des approvisionnements et services

Août 1988

7876
8894F
1988

TK
7876
H894.04
1988

Industry Canada
LIBRARY

SEP 14 1998

BIBLIOTHÈQUE
Industrie Canada

COMMUNICATIONS CANADA

JAN 8 1991

LIBRARY - BIBLIOTHÈQUE

UNIVERSITÉ LAVAL

FACULTÉ DES SCIENCES ET DE GÉNIE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE



Laboratoire de Radiocommunications
et de Traitement du Signal

ETUDES DES DEFAUTS SYSTEMATIQUES ET NATURELS
DANS LES RESEAUX DE COMMUNICATION

PHASE V

CACULS DE LA PROBABILITE D'ERREUR DES RECEPTEURS M-FSK
COHERENTS A N NIVEAUX EN PRESENCE D'UN SIGNAL FDM-FM
A FAIBLES INDICES DE MODULATION

par

H.T. Huynh, R. Gagnon et D. Angers

pour

Gouvernement du Canada

Ministère des communication, Ottawa

sous

Contrat 64SS.36100-7-0216

du Ministère des approvisionnements et services

Août 1988

2. ETUDES DES DEFAUTS SYSTEMATIQUES ET NATURELS
DANS LES RESEAUX DE COMMUNICATION 2

PHASE V 2

CALCULS DE LA PROBABILITE D'ERREUR DES RECEPTEURS M-FSK
COHERENTS A N NIVEAUX EN PRESENCE D'UN SIGNAL FDM-FM
A FAIBLES INDICES DE MODULATION

par

Chercheur principal : Dr H.T. Huynh, Ing.
Ingénieur de recherche : R. Gagnon, M/Sc., Ing.
Collaborateur : Dr D. Angers, Ing.

pour

Gouvernement du Canada
Ministère des Communications, Ottawa

sous

Contrat 64SS.36100-7-0216
du Ministère des approvisionnements et services

Août 1988

TK
1876
48948
1988

DD 10254522
DL 10257764

PREFACE

Ce rapport présente les résultats de la dernière phase d'un grand projet qui a débuté depuis 1984. Echelonné sur 5 ans, l'objectif principal du projet est de construire une méthodologie générale qui peut être utilisée pour l'étude des interférences analogiques et numériques sur des systèmes de communication opérant dans les bandes de fréquences voisines. Les résultats obtenus démontrent que l'objectif visé a été atteint pleinement. Le succès obtenu est le fruit d'une collaboration efficace entre les membres de l'équipe de chercheurs, M.M. H.T. Huynh, D. Angers, G.Y. Delisle, P. Fortier, R. Gagnon et J. Maheux et les responsables scientifiques du projet, M.M. G. Decouvreur et M. Gaudreau. Mme Y. Matte s'est chargée pendant les années durant du travail de frappe de toute première qualité.

Au nom de toute l'équipe, nous voulons exprimer nos reconnaissances au Ministère des Communications d'Ottawa de nous avoir suggéré le problème ainsi que de nous avoir fourni une subvention généreuse permettant de mener à terme un projet relativement complexe.

Table des matières

Chapitre 1 - INTRODUCTION	1
Chapitre 2 - MODELISATION DE L'INTERFERENCE ET DU SYSTEME M-FSK COHERENT	3
2.1 Introduction	3
2.2 Modèle d'interférence FDM-FM	3
2.3 Modèle du démodulateur M-FSK	5
2.4 Probabilité d'erreur d'un récepteur M-FSK	8
2.5 Conclusion	10
Chapitre 3 - METHODE DE CALCUL	11
3.1 Introduction	11
3.2 Limite supérieure de la probabilité d'erreur	11
3.3 Comparaison avec les résultats exacts	13
3.4 Méthode de calcul	13
Chapitre 4 - DISCUSSION ET CONCLUSION	17
4.1 Introduction	17
4.2 Discussions	17
4.3 Conclusion	19
 REFERENCE	
 ANNEXE	

CHAPITRE I

INTRODUCTION

Ce grand projet ,amorcé depuis 1984, vise à établir une méthodologie d'analyse de l'influence mutuelle entre les systèmes analogiques et numériques opérant dans les bandes de fréquences voisines. Quand le signal d'interférence est de type FDM-FM à large bande, nous avons proposé la méthode quasi-stationnaire combinée avec la méthode des moments pour calculer la probabilité d'erreur des récepteurs QAM[1].

Par la suite, pour être réaliste pour les liaisons de micro-onde à ligne de vue, il nous fallait utiliser les signaux d'interférence de type FDM-FM à bande étroite. Dans cette situation, nous avons décidé d'opter pour les recommandations faites par CCITT d'employer l'approximation gaussienne dans l'analyse des phénomènes d'interférences[2]. Ainsi donc, nous avons proposé un modèle en quadrature pour représenter un signal FDM-FM qui est un processus aléatoire passe-bande à bande étroite. Ce modèle est finalement utilisé pour définir la puissance des composantes d'interférence à l'entrée du dispositif de décision des récepteurs en étude[3].

Cette méthodes a donné de franc succès dans l'étude de l'influence de l'interférence FDM-FM à bande étroite sur la performance des récepteurs QAM [2] et des récepteurs QPRS, PSK [3].

Dans ce rapport qui constitue la dernière étape du projet, nous reprenons cette même méthodologie pour calculer la probabilité d'erreur des récepteurs FSK à M niveaux en présence d'un signal d'interférence de type FDM-FM à bande étroite.

On va rappeler dans le chapitre 2les modèles du signal FDM-FM et des systèmes M-FSK cohérent. Avec l'hypothèse d'approximation gaussienne, ces

modèles permettront de calculer la probabilité d'erreur par symbole des récepteurs M-FSK perturbés par le bruit gaussien blanc additif et par un signal d'interférence du type FDM-FM.

Dans le chapitre 3, on discutera de la difficulté des calculs numériques de cette probabilité en présence de l'interférence et on y présentera un méthode de bornitude très efficace qui permet d'obtenir rapidement des résultats numériques très satisfaisant.

Finalement les discussions sur l'ensemble des résultats numériques obtenus seront présentées dans le chapitre 4.

CHAPITRE 2

MODELISATION DE L'INTERFERENCE ET DU SYSTEME M-FSK COHERENT

2.1 Introduction:

Pour calculer la probabilité d'erreur P_e d'un système M-FSK cohérent en présence du bruit gaussien additif et de l'interférence FDM-FM, nous avons besoin des modèles analytiques pour le signal d'interférence tout aussi bien que pour l'opération de démodulation. Dans ce chapitre, nous rappellerons ces deux modèles, le premier déjà étudié en détail dans la troisième phase de ce projet [1] et le deuxième bien connu du publique scientifique [4,5].

2.2 Modèle d'interférence FDM-FM :

Nous avons proposé un modèle en quadrature pour représenter un signal d'interférence quelconque $i(t)$ à l'intérieur de la bande d'opération du système (Fig. 2.1.b). Utilisant l'approximation gaussienne suggérée par CCITT [2], on peut modéliser le signal d'interférence comme un bruit normal. La représentation en quadrature nous fournit finalement la puissance de l'interférence que l'on ajoutera au bruit additif. Cette méthodologie de modélisation nous conduit à l'expression [2]:

$$i(t) = p(t)\cos\omega_o t - q(t)\sin\omega_o t$$

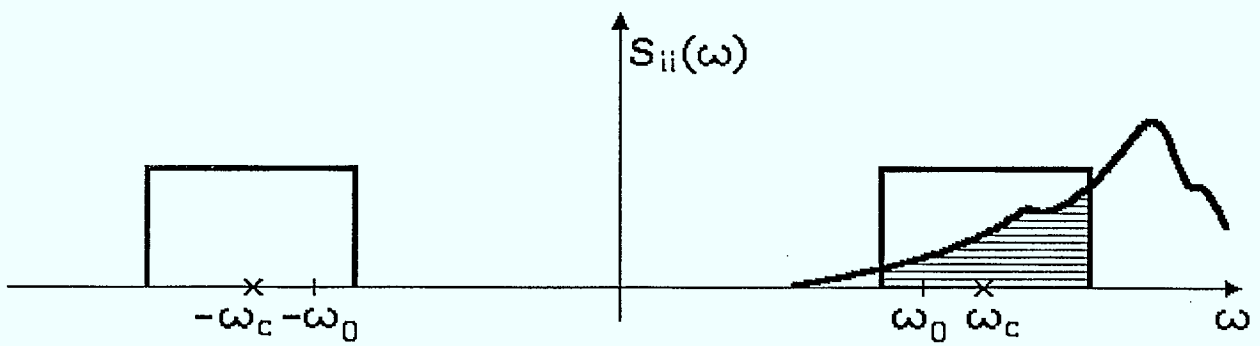
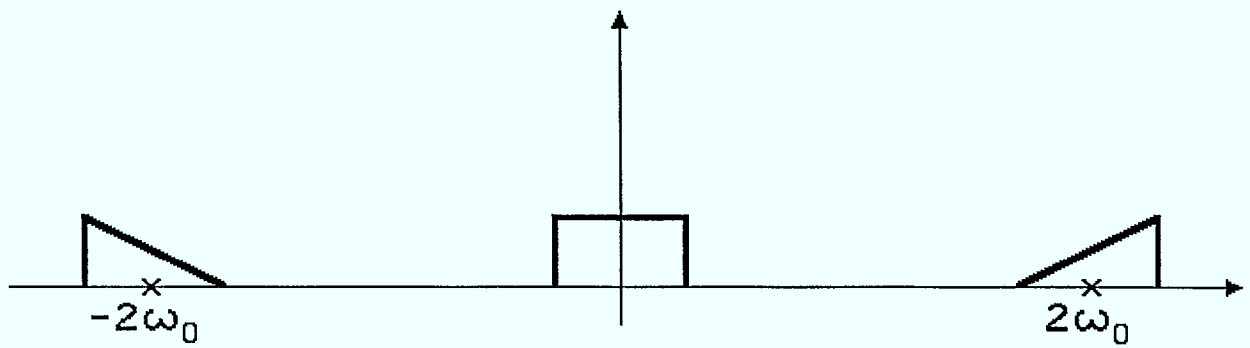
où $i(t)$ est l'interférence passe-bande et $p(t)$, $q(t)$ sont respectivement les composantes en quadrature du modèle :

$$p(t) = i(t)\cos\omega_o t + j(t)\sin\omega_o t$$

$$q(t) = j(t)\cos\omega_o t - i(t)\sin\omega_o t$$

$j(t)$ étant un processus gaussien stationnaire indépendant de $i(t)$ et de même densité

$$S_{pp}(\omega) = S_{qq}(\omega) = \frac{1}{2} [S_{ii}(\omega + \omega_0) + S_{ii}(\omega - \omega_0)]$$



spectrale de puissance que celle de $i(t)$.

Dans ce cas,

$$\begin{aligned} R_{pp}(\tau) &= R_{qq}(\tau) = R_{ii}(\tau) \cos\omega_o \tau \\ R_{pq}(\tau) &= R_{ii}(\tau) \sin\omega_o \tau \end{aligned}$$

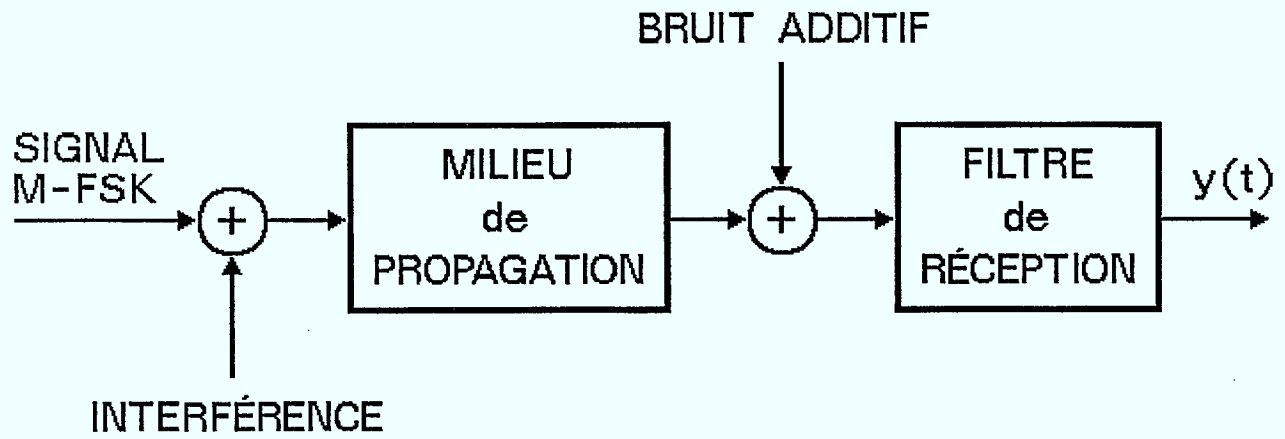
Comme $R_{pq}(0) = 0$, il est intéressant de remarquer que $p(t)$ et $q(t)$ sont non-corrélées, ce qui permet, grâce à l'hypothèse d'approximation gaussienne, de considérer $q(t)$ et $p(t)$ indépendantes et d'utiliser par la suite la technique de calcul déjà développée dans les rapports précédents [1,2].

Pour analyser la performance d'un récepteur quelconque en présence d'un signal d'interférence FDM-FM, il suffit de savoir calculer la densité spectrale du dernier dans la bande de fréquences du système en question. Pour les routes à micro-onde, les signaux FDM-FM étant à faibles indices de modulation, le calcul de leur spectre devient relativement délicat. Dans la troisième phase du projet [2], nous avons proposé une méthode mixte temps-fréquence pour le calculer numériquement. Les valeurs numériques obtenues sont reprises dans cette phase de travail.

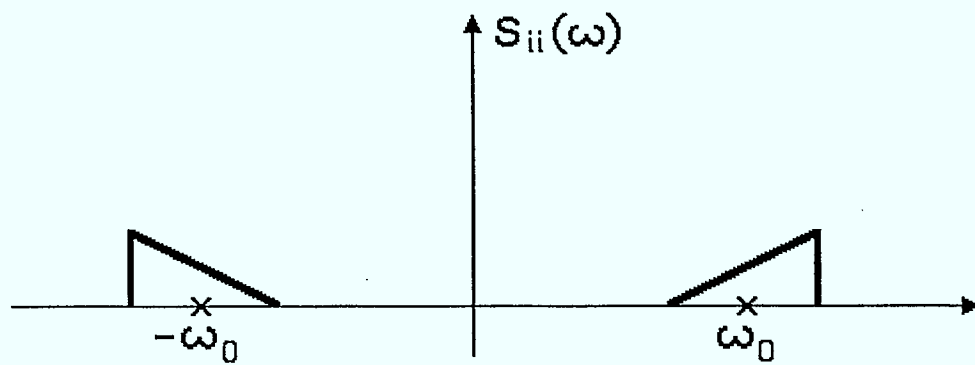
2.3 Modèle d'un démodulateur M-FSK :

Dans un système de transmission numérique à M niveaux, l'émetteur transmet un de M signaux possibles $S_1(t)$, $S_2(t)$, ..., $S_M(t)$ pendant la durée T d'un symbole. En pratique, le nombre de signaux est une puissance entière de 2 ($M = 2^n$, n : entier positif). La durée T d'un symbole est égale à nT_b , T_b étant la durée d'un bit. Pour le cas des systèmes M-FSK, on a :

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{2S} \sin \left[\omega_o t + \frac{i\pi}{T} t \right] & 0 \leq t = T \\ 0 & \text{ailleurs } i=1,2,\dots,M \end{cases} \quad (1)$$



Modèle de canal de communication



Spectre du signal d'interférence

la fréquence porteuse f_o est en général un multiple de la vitesse de transmission $\frac{1}{2T}$. Les signaux $s_i(t)$ sont de même durée et de même puissance S [4]. Pour assurer l'orthogonalité des signaux définis par (1), leurs fréquences doivent être séparées par $\frac{1}{2T}$ Hz pour que la largeur de bande unilatérale effective du système soit $B_e = \frac{M}{2T}$.

Le signal transmis passe à travers le milieu de propagation, perturbé de plus par un bruit gaussien blanc additif avant d'être filtré par le filtre de réception (fig. 1). A l'entrée du récepteur, on a donc un signal $y(t)$ résultant du filtrage du signal transmis et de la présence d'un bruit gaussien additif blanc à bande étroite. Dans la suite, on suppose que l'effet combiné du milieu de propagation et du filtre de réception ne distord pas le signal d'information : il sert plutôt à filtrer les signaux d'interférence présents dans les bandes de fréquences voisines (fig. 2). Ainsi, $y(t)$ peut être mis sous la forme :

$$y(t) = s_i(t) + n(t) + I(t) \quad (2)$$

où $s_i(t)$, $n(t)$ et $I(t)$ sont respectivement le signal d'information, le bruit gaussien additif de densité spectrale de puissance $\frac{N_o}{2}$ et le signal d'interférence.

La structure du récepteur utilisé dans la suite est optimale en absence de $I(t)$; c'est-à-dire que la probabilité moyenne de mal recevoir un symbole est minimisée. Ce critère d'optimalité conduit à maximiser la probabilité postérieure $P(S_i | y)$. La règle de choisir $S_i(t)$ comme le signal transmis peut être explicitée de deux façons :

$$P(S_i | y) > P(S_j | y) \quad \text{ou} \quad \frac{P(y | S_i)}{P(y | S_j)} > \frac{P(S_i)}{P(S_j)} \quad (3)$$

où $P(S_i)$, $i=1,2,\dots,N$, sont les probabilités à priori de chacun des signaux $s_i(t)$. La deuxième forme, obtenue du critère de Bayes, contient le rapport de vraisemblance

qu'utilise le récepteur [6,7]. Dans le cas du bruit gaussien blanc additif, le rapport des fonctions de densité de probabilité $\frac{f(y | S_i)}{f(y | S_j)}$ peut être remplacé par son logarithme et ainsi la règle de décision revient à comparer simultanément les sorties à l'instant $t=T$ des N filtres. Les signaux étant équiprobables et de même énergie, le récepteur optimum comprend donc N multiplicateurs et N intégrateurs qui calculent les N quantités :

$$q_i = \int_0^T y(t) S_i(t) dt \quad i=1,2,\dots,N \quad (4)$$

Un dispositif de décision compare ces quantités et décide le signal transmis comme celui qui correspond à la quantité la plus grande.

La structure du récepteur optimum peut être réalisée par un ensemble de N multiplicateurs et N intégrateurs à temps fini tel que montré à la fig. 3.

2.4 Probabilité d'erreur d'un récepteur M-FSK

Pour calculer la probabilité d'erreur de réception, il faut d'abord déterminer la densité de probabilité conjointe des sorties q_k des intégrateurs :

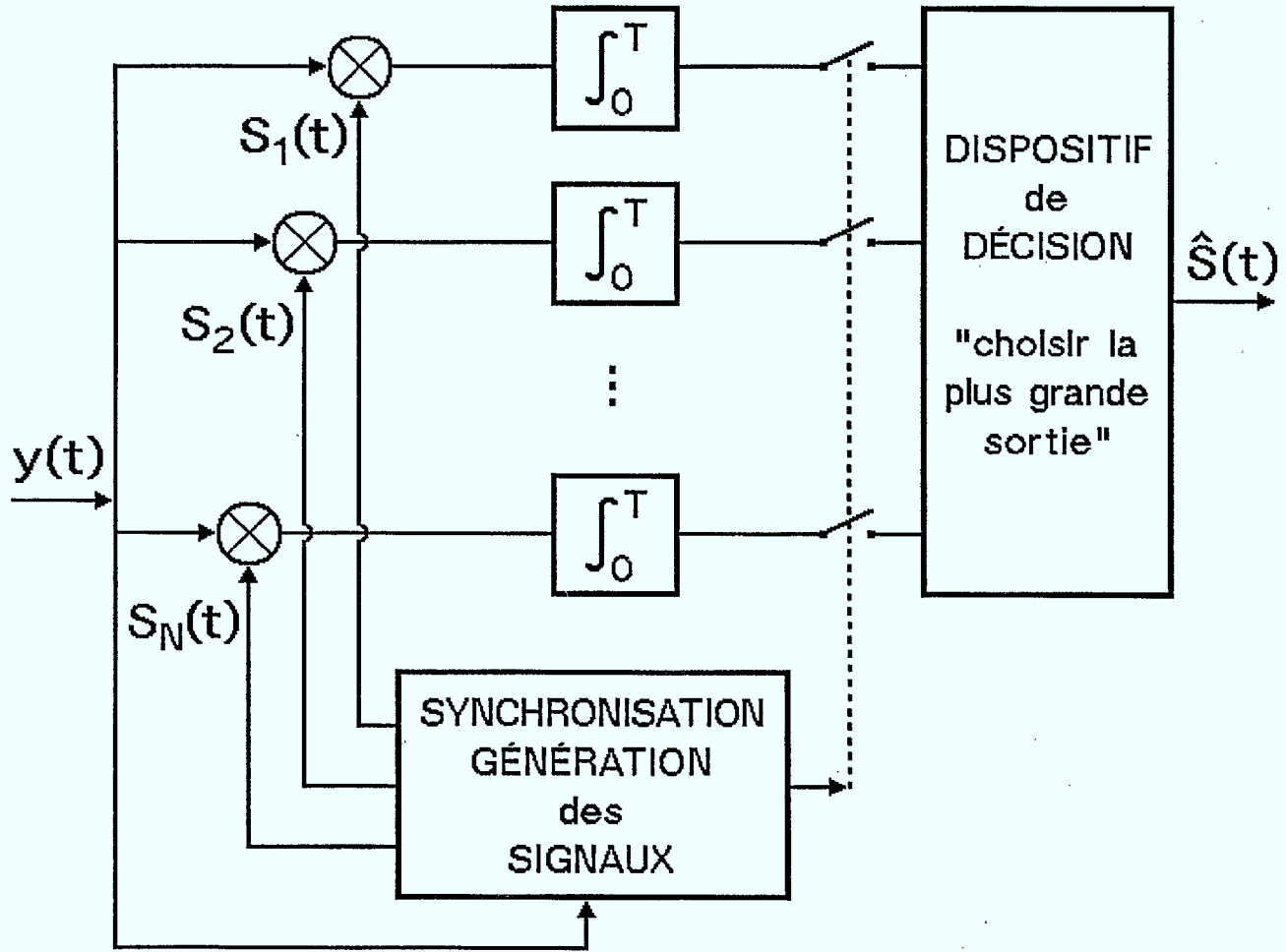
$$q_k = \int_0^T y(t) S_k(t) dt \quad (5)$$

Comme l'entrée du récepteur est gaussien, les sorties q_k sont donc des variables gaussiennes. Si l'on suppose que $s_1(t)$ soit transmis, il vient :

$$E(q_k) = \bar{q}_k = \begin{cases} ST & k=1 \\ 0 & k \neq 1 \end{cases} \quad (6)$$

La densité de probabilité conjointe du vecteur $q=(q_1, q_2, \dots, q_N)^T$ est donc :

$$S_i(t) = \begin{cases} \sqrt{2S} \sin \left(\omega_0 t + \frac{i\pi}{T} t \right) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$



Modèle d'un démodulateur M-FSK cohérent

$$f(q | S_1) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{N}{2}} \left[\frac{N_o ST}{2} \right]^{\frac{N}{2}}} e^{-\frac{1}{\left[\frac{N_o ST}{2} \right]^N} qq^T} \quad (7)$$

où

$$qq^T = q_1^2 + q_2^2 + \dots + q_n^2$$

Avec cette densité (7), on peut maintenant évaluer la probabilité de décision correcte comme :

$$P_c = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-x^2}}{\sqrt{\pi}} \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[-x - \sqrt{R_d} \right] \right]^{N-1} dx \quad (8)$$

où

$$\operatorname{erfc}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^{\infty} e^{-y^2} dy \quad (9)$$

et

$$R_d = \frac{ST}{N_o}$$

2.5 Conclusion :

Pour évaluer la probabilité d'erreur d'un récepteur M-FSK en présence d'un signal d'interférence FDM-FM, il faut d'abord savoir évaluer l'équation (8). Il est numériquement très coûteux d'évaluer directement cette intégrale; il existe toutefois un table [7] qui donne quelques centaines de valeurs typiques. Dans le chapitre suivant, on discutera une méthode simple de borne stable qui donnera des résultats satisfaisants.

CHAPITRE 3

METHODE DE CALCUL

3.1 Introduction :

Le calcul de la probabilité d'erreur par symbole des récepteurs M-FSK cohérents en présence de bruit blanc gaussien additif est présenté dans le chapitre 2. Le résultat analytique obtenu (8), quoique compact, ne conduit pas immédiatement à des conclusions quantitatives qui sont basées en général sur des graphiques représentant des résultats numériques associés.

En effet, le calcul numérique de l'intégrale (8) est très complexe et sensible. Les résultats numériques connus sont présentés dans [4]. Nous avons commencé à essayer d'utiliser ces résultats pour analyser le comportement du système M-FSK face à l'interférence FDM-FM; malheureusement, leur résolution numérique n'est pas assez fine pour nous permettre d'inclure la puissance d'interférence dans le rapport signal-à-bruit utilisé.

D'autre part, à cause de la sensibilité et de la complexité, il serait très coûteux de recalculer numériquement (8), d'autant plus que la résolution numérique exigée ferait augmenter considérablement le volume de calcul. Pour contourner cet obstacle, nous allons examiner une technique pour calculer une borne supérieure et analyser la qualité de cette borne par rapport aux résultats exacts. Si sa qualité est acceptable, il sera avantageux d'utiliser cette borne à la place des résultats exacts.

3.2 Limite supérieure de la probabilité d'erreur :

La probabilité de bien recevoir un symbole d'un récepteur M-FSK cohérent est

donnée par (8) :

$$P_c = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-x^2}}{\sqrt{\pi}} \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[-x - \sqrt{R_d} \right] \right]^{N-1} dx \quad (8)$$

La probabilité d'erreur devient :

$$P(\epsilon) = 1 - P_c \quad (9)$$

Au lieu d'évaluer (9) numériquement, nous allons utiliser l'interprétation géométrique du critère de décision pour obtenir simplement une borne pour la limite supérieure de $P(\epsilon)$ dans le cas où les N signaux sont équiprobables.

Supposons que $s_i(t)$ soit émis. Le récepteur optimum commet une erreur si le vecteur reçu q est plus près d'un point S_k , $k \neq i$, que de S_i . La probabilité d'erreur est donc la probabilité pour que q soit plus près de S_1 que de S_i , ou que q soit plus près de S_2 que de S_i , etc...

La propriété fondamentale de la probabilité d'une réunion d'évènements permet d'écrire :

$$P(\epsilon | S_i) = \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i}}^{N-1} P(S_k, S_i) \quad (10)$$

où $P(S_k, S_i)$ désigne la probabilité pour que q soit plus près de S_k que de S_i . Or, c'est la probabilité d'erreur pour une source émettant deux signaux binaires orthogonaux. Cette dernière est donnée par [6] :

$$P(S_k, S_i) = \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{R_d}{2}} \right] \quad (11)$$

Il vient :

$$P(\epsilon) \leq \frac{N-1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{R_d}{2}} \right] \quad (12)$$

La fonction $\operatorname{erfc}(x)$ est évaluée, soit avec une table, soit par une intégration numérique directe. Ce calcul a été effectué et un programme fut développé dans la quatrième phase du projet [2].

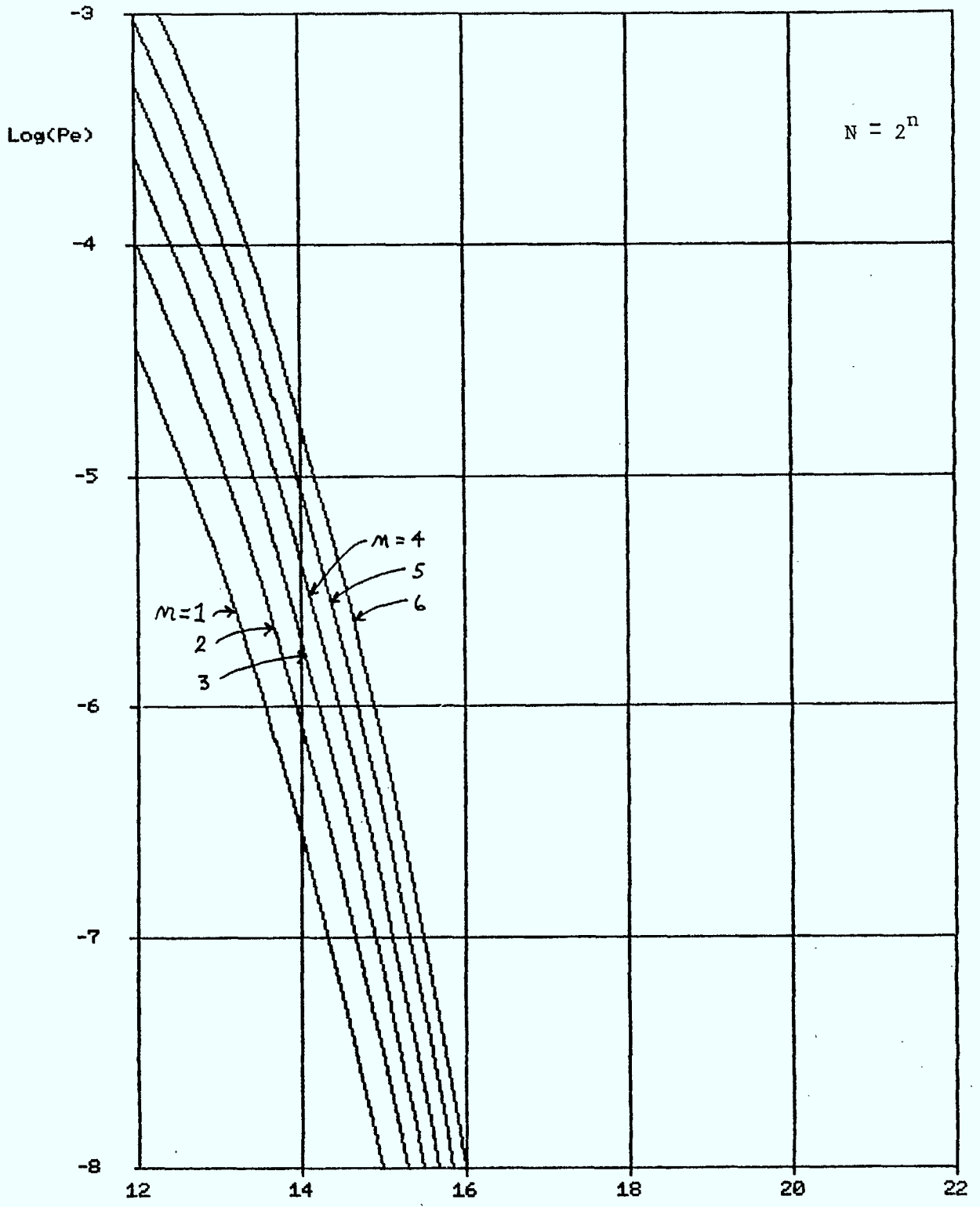
3.3 Comparaison avec les résultats exacts :

Nous avons utilisé (12) pour calculer numériquement les bornes supérieures des probabilités d'erreur pour un certain nombre de situations. Les résultats exacts extraits de [6] sont montrés à la fig. 4 tandis que les bornes sont présentées sur la fig. 5. On observe qu'à partir de 12 dB pour le rapport signal-à-bruit, i.e. pour les probabilités d'erreur inférieures à 10^{-3} , l'écart entre les bornes supérieures et les résultats exacts n'est pas perceptible. Ce phénomène nous assure qu'il est tout à fait raisonnable d'utiliser la borne (12) pour calculer la probabilité d'erreur d'un récepteur M-FSK cohérent en présence d'un signal d'interférence FDM-FM qui, par la méthode d'approximation gaussienne, peut être confondu à un bruit gaussien additif.

3.4 Méthode de calcul :

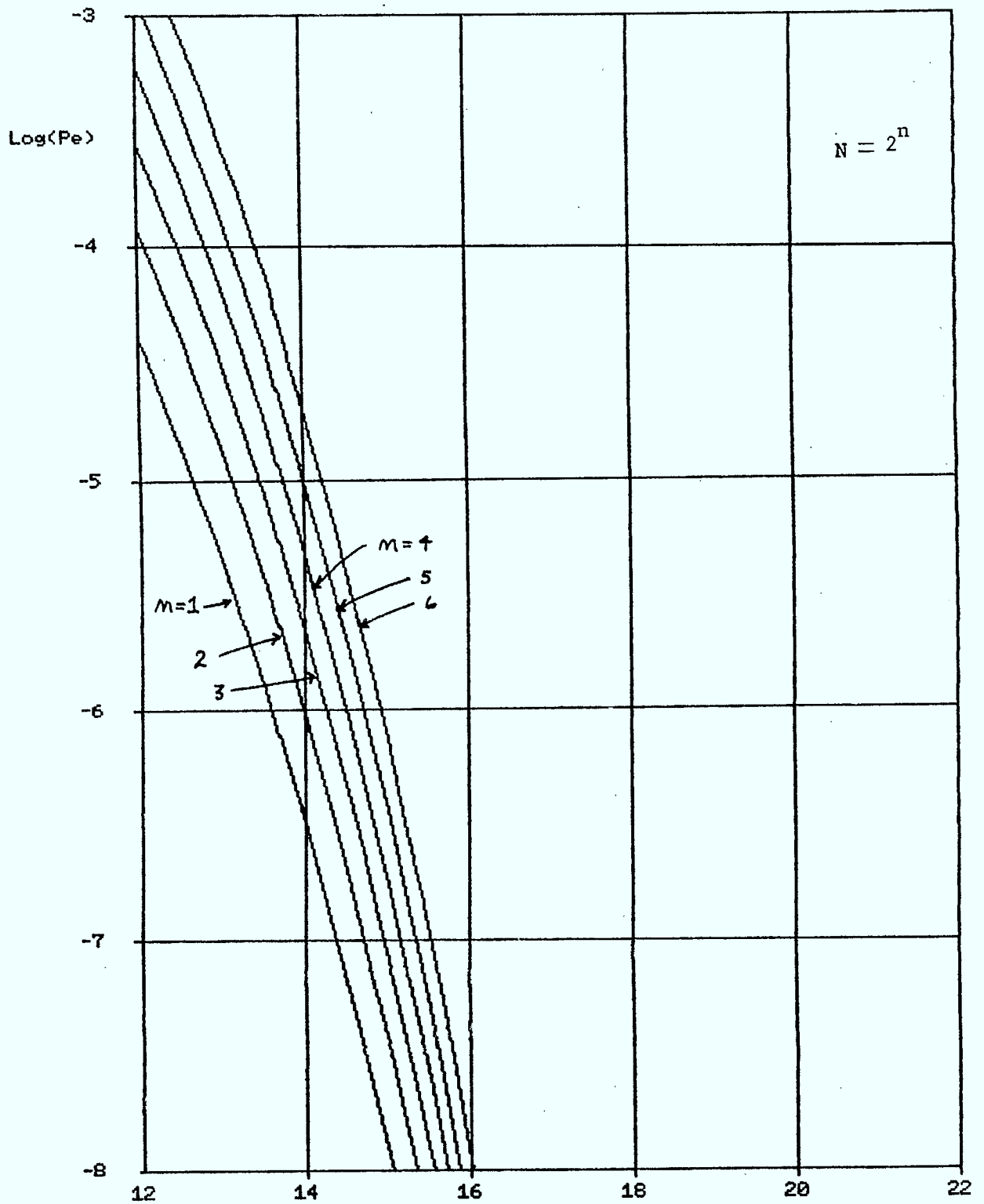
Le reserrement de la borne supérieure rend le calcul de probabilité d'erreur plus aisé. Il suffit maintenant de bien définir les paramètres caractéristiques d'une situation donnée tels que la largeur de bande du système, la puissance du signal d'interférence contenue dans cette bande et finalement le rapport signal-à-bruit qui détermine, avec l'aide de (12), la probabilité recherchée.

En fait, pour normaliser les résultats, les paramètres dont il faut tenir compte sont le rapport SNR entre la puissance du signal M-FSK et celle du bruit dans la bande passante du système, le rapport SIR entre la puissance du signal M-FSK et celle



RESULTATS EXACTS DE LA PROBABILITE D'ERREUR
DES RECEPTEURS M-FSK COHERENTS A N NIVEAUX

SNR [dB]



BORNES SUPERIEURES DE PROBABILITE D'ERREUR
DES RECPTEURS M-FSK COHERENTS A N NIVEAUX

SNR [dB]

du signal d'interférence FDM-FM. De plus la puissance de l'interférence se calcule à partir de la densité spectrale de puissance du signal FDM-FM; cette dernière dépend de la bande de base du signal modulant la porteuse FDM-FM, de l'indice de modulation et de l'écart entre la porteuse principale M-FSK et celle de FDM-FM. La méthode de calcul et de normalisation en fonction des paramètres choisis est présentée en détail dans [3]. Les résultats numériques de la puissance de l'interférence obtenus dans [3] sont repris pour le calcul des probabilités d'erreur d'un récepteur M-FSK. L'ensemble des résultats sont présentés dans l'annexe et une discussion de la performance des récepteurs M-FSK suivra dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 4

DISCUSSION ET CONCLUSION

4.1 Introduction :

Dans les chapitres précédents, nous avons rappelé les méthodes pour calculer la probabilité d'erreur d'un récepteur M-FSK en présence d'un signal d'interférence FDM-FM et du bruit gaussien blanc additif. L'hypothèse de base est l'approximation gaussienne qui confond le signal d'interférence avec un bruit gaussien additif. Le problème revient donc à calculer la puissance d'un signal FDM-FM sur une bande de fréquence donnée. Ce calcul a été développé dans la phase 3 du projet [2] et les valeurs numériques obtenues sont réutilisées dans cette phase du projet.

Les probabilités d'erreur des récepteurs M-FSK sont calculées pour différentes valeurs de FDM, BN et M. Les résultats obtenus sont donc présentés sous forme graphique ce qui permet d'en tirer quelques conclusions qualitatives.

4.2 Discussions :

Dans l'ensemble des résultats obtenus, nous avons fixé la valeur BN à 1, ce qui correspond à la situation où les deux systèmes (FDM-FM et M-FSK) sont de même niveau hiérarchique. Pour FDM, nous avons choisi quelques valeurs représentatives. Une valeur nulle de FDM correspond à une interférence centrée et FDM=0.5 à une interférence décentrée à l'intérieur de la bande. FDM=1 à 2 représente une interférence hors bande. Quant à l'indice M de modulation FDM-FM, nous avons pris les valeurs de 0,2, 0,3, 0,4 et 0,5. Ces valeurs correspondent effectivement à des situations pratiques que l'on trouve sur les routes micro-ondes.

Tous les graphiques présentés en Annexe ont la même allure et seules les échelles diffèrent. Ces résultats correspondent effectivement à ce que l'on doit s'attendre quand on modélise l'interférence par un processus gaussien.

En effet, si l'on examine les graphiques de l'Annexe A, on observe pour une interférence centrée ($FDN=0$) que la probabilité d'erreur diminue pour les indices élevés de modulation. Ce phénomène s'explique par le fait que la forme du spectre FDM-FM se gonfle quand M augmente; ainsi la puissance du signal FDM-FM augmente à l'extérieur de la bande principale du système. Etant donnée la normalisation, la puissance effective de l'interférence diminue, ce qui améliore naturellement P_e . Cette amélioration est également observée pour une interférence décentrée à l'intérieur de la bande ($FDN=0,5$). Toutefois, quand l'interférence se trouve à l'extérieur de la bande ($FDN=1, 2$), la puissance effective de l'interférence augmente avec M . La probabilité d'erreur se détériore dans ce cas quand l'indice de modulation augmente! Cette détérioration s'amplifie à mesure que l'on augmente FDN et devient à la limite moins sensible par rapport à M .

La performance des systèmes M-FSK dépend donc fortement de la séparation des canaux. Pour les porteuses très voisines, la performance s'améliore avec M et elle détériore pour les porteuses très éloignées.

Un autre paramètre jouant un rôle important dans l'influence de l'interférence est la dimension de l'espace des signaux. Comme les résultats sont présentés sous forme de graphique exprimant la probabilité par symbole (et non par bit) en fonction du rapport signal-à-bruit R_d pour les symboles, les observations ne sont valables que pour les bauds!

Pour les rapports SIR importants, passer M de 0,2 à 0,5 ne change pas sensiblement la probabilité d'erreur. Pour les rapports SIR faibles, on perçoit un

changement de probabilité d'erreur quand M augmente; ce changement croît en importance avec la dimension N de l'espace des signaux. Ce phénomène est tout à fait conforme à l'intuition.

En ce qui concerne l'allure générale des courbes, on observe que pour $\text{SNR} \gg \text{SIR}$, P_e est une fonction monotone et décroissante de SNR pour la zone des valeurs opérationnelles habituelles; ceci s'explique par le fait que SIR n'a pas d'effet marquant sur la performance du système. Par contre, lorsque $\text{SIR} \gg \text{SNR}$, le facteur SIR devient prédominant et P_e tend asymptotiquement vers une limite fixée par SIR .

4.3 Conclusion :

Ce rapport présente les résultats sur la performance des récepteurs M-FSK cohérents en présence du bruit additif et de l'interférence FDM-FM. Les résultats obtenus sont basés sur la méthodologie développée dans les phases précédentes du projet. Elle s'appuie principalement sur l'approximation gaussienne qui consiste à assimiler l'interférence à un processus gaussien blanc.

Cette approximation permet de calculer la probabilité d'erreur des récepteurs M-FSK cohérents de manière directe, car le problème se réduit à calculer la puissance effective de l'interférence à l'intérieur de la bande passante du système. Pour ce faire, il suffit de calculer la densité spectrale de puissance du signal FDM-FM et l'intégrer par la suite sur la largeur de bande du récepteur principal M-FSK.

Cette méthodologie a été utilisée efficacement durant les quatre dernières années dans les travaux d'analyse de performances des systèmes numériques en présence de l'interférence FDM-FM. Les résultats numériques obtenus sont représentatifs et ils démontrent que la méthodologie proposée pourrait désormais être utilisée avec confiance pour d'autres études à venir. Toutefois, ces résultats ne

couvrent pas toutes les combinaisons possibles de valeurs et de situations qu'un ingénieur peut imaginer. Mais ce manque d'information ne représente pas une difficulté technique quelconque car il suffit d'introduire les paramètres nécessaires dans les programmes d'ordinateurs déjà développés pour faire sortir les résultats numériques correspondant à la situation qui nous intéresse. On peut finalement dire que les succès obtenus dans les diverses phases de ce projet fournissent non seulement les résultats utiles pour qui de droit mais ils démontrent surtout qu'une coopération entre une équipe de chercheurs universitaires et d'autres organismes conduit toujours à des résultats positifs. Ceci signifie que le programme d'aide au centre de recherche francophone par excellence a effectivement atteint son but.

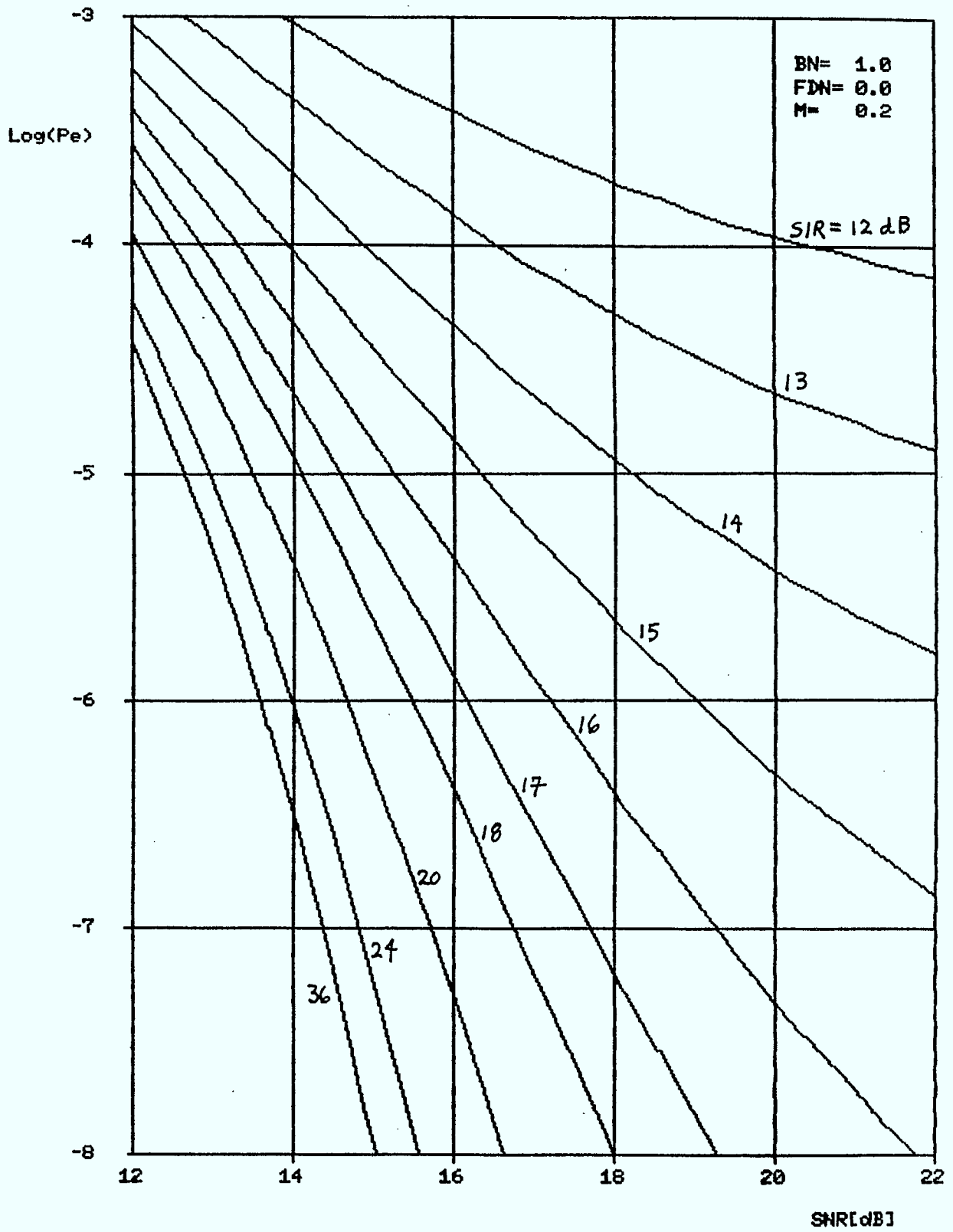
REFERENCE

- [1] H.T. HUYNH et al., "Etudes des défauts systématiques et naturels dans les réseaux de communication, Phase II", contrat OST84-00259, Ministère des approvisionnements et services, Avril 1985.
- [2] H.T. HUYNH et al., "Etudes des défauts systématiques et naturels dans les réseaux de communication, Phase III", contrat OST85-00135, Ministère des approvisionnements et services, Avril 1986.
- [3] H.T. HUYNH et al., "Etudes des défauts systématiques et naturels dans les réseaux de communication, Phase IV", contrat 36100-6-4165/01-ST, Ministère des approvisionnements et services, Avril 1987.
- [4] W.C. LINDSEY & M.K. SIMON, "Telecommunication Systems Engineering", Prentice-Hall, 1973
- [5] S. BENEDETTO et al., "Digital Transmission Theory", Prentice-Hall, 1987
- [6] H.L. VAN TREES, "Detection, Estimation and Modulation Theory", Part I", Wiley, 1968
- [7] A.J. VITERBI, " Principles of Coherent Communcations", McGraw-Hill, 1966

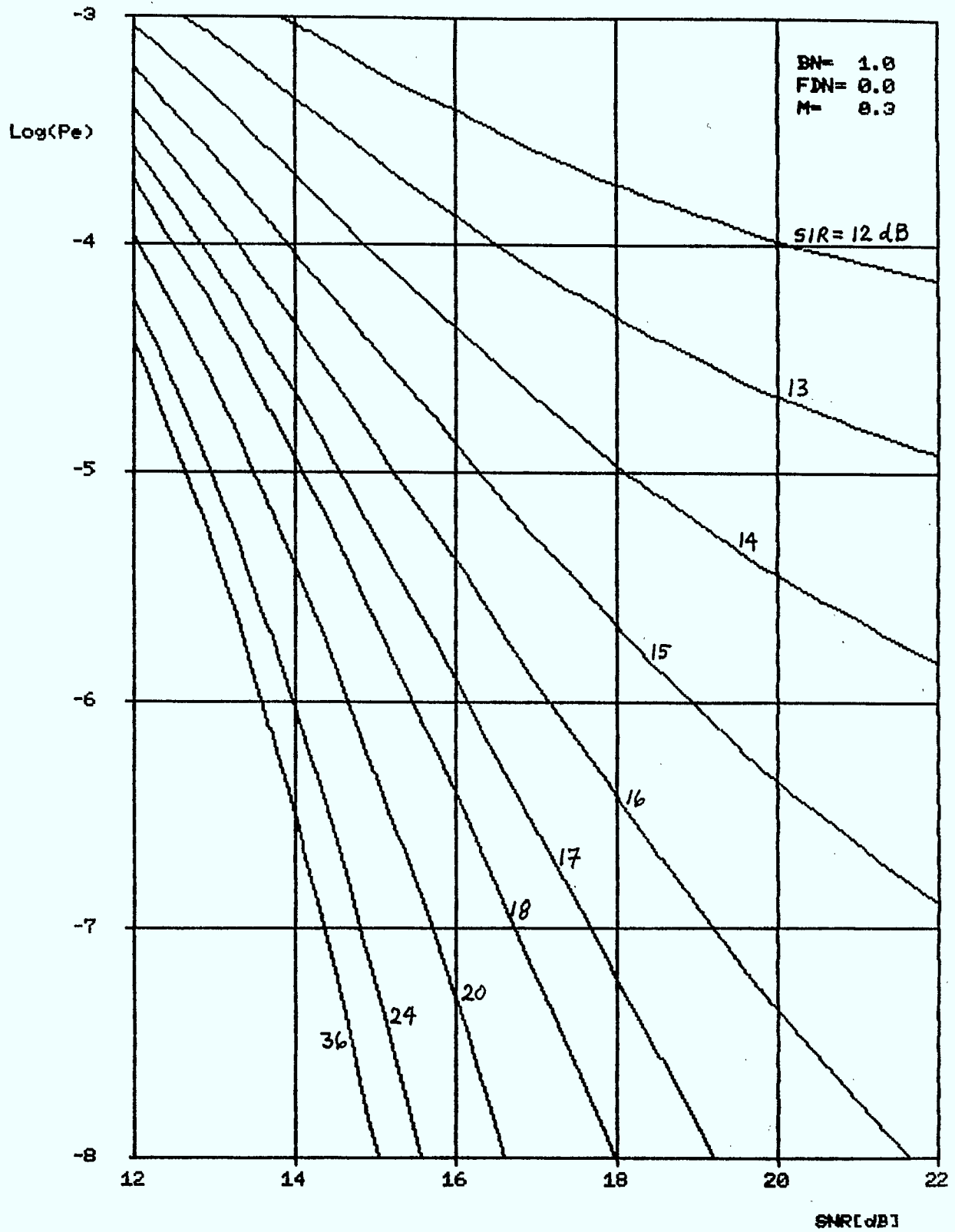
ANNEXE

L'ensemble des graphiques représentant
la probabilité d'erreur des récepteurs
M-FSK cohérents à N niveaux en fonction
des paramètres caractéristiques

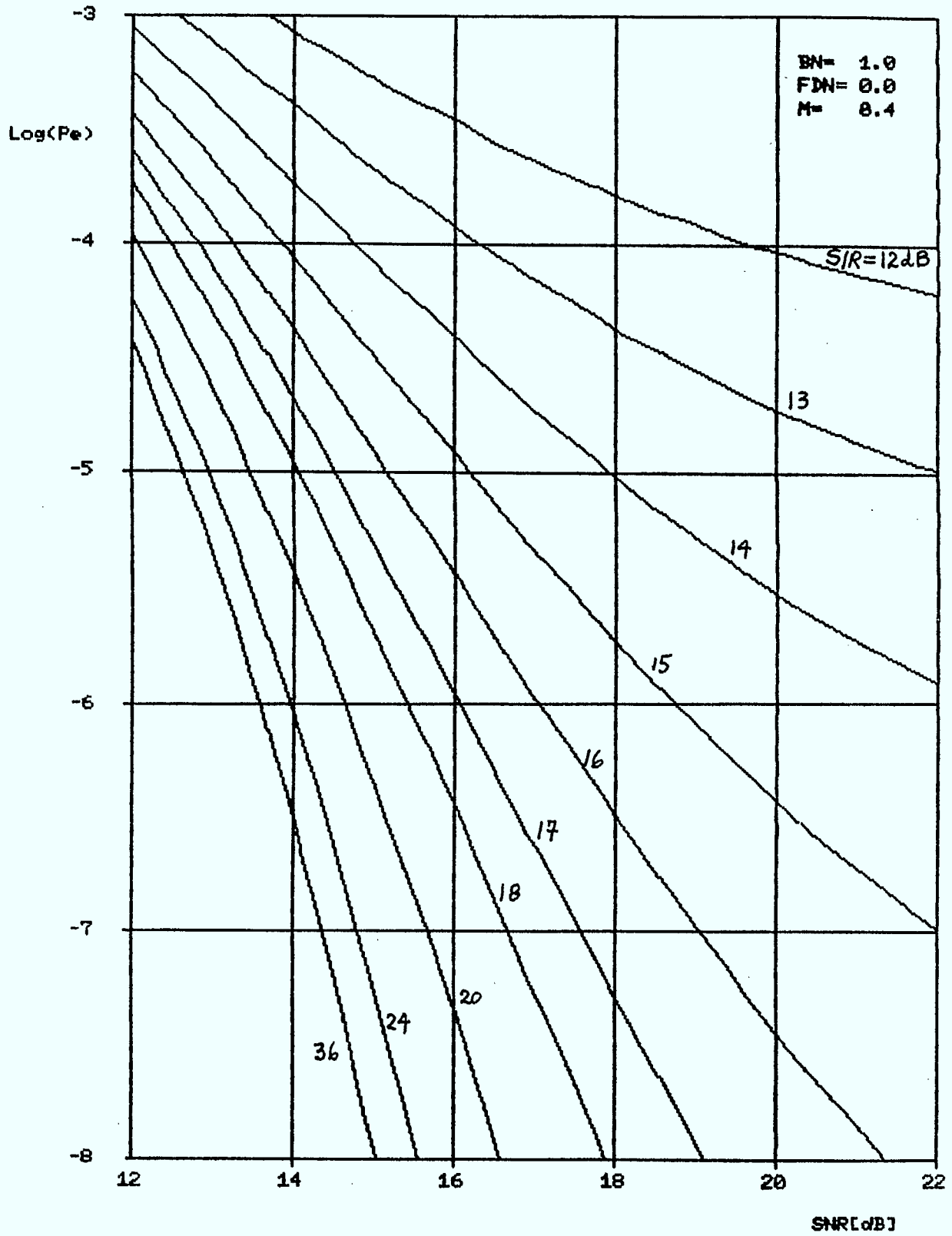
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



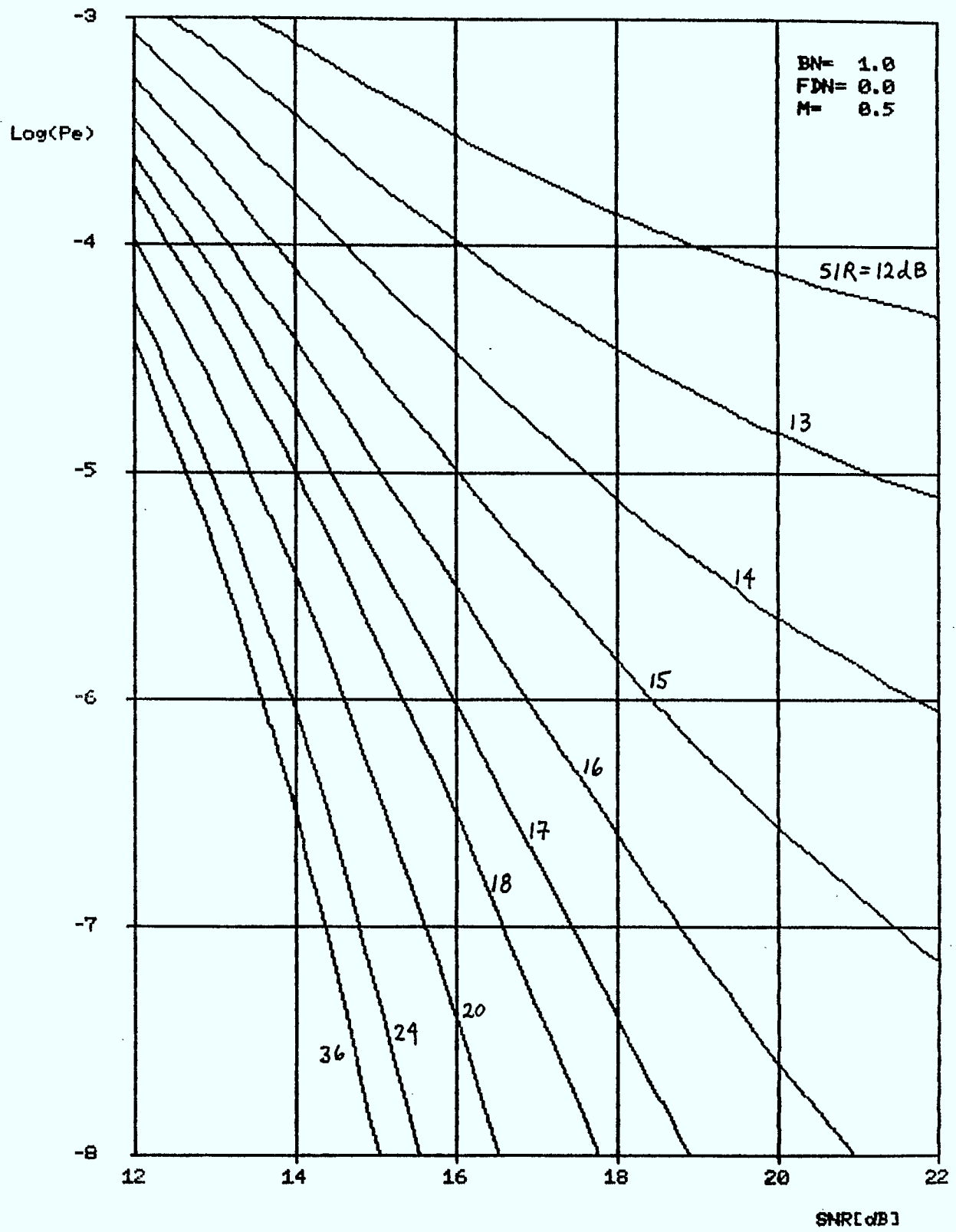
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



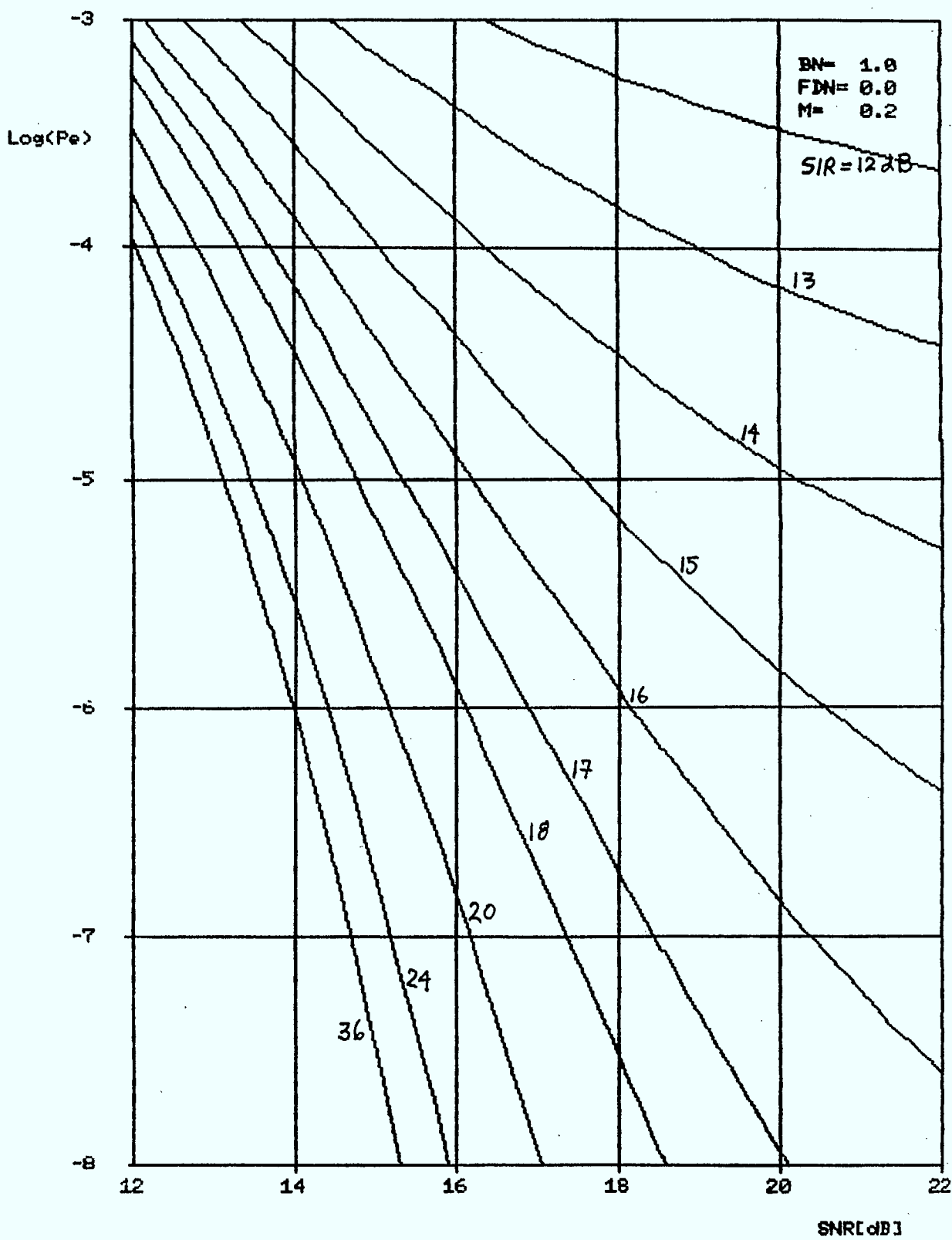
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



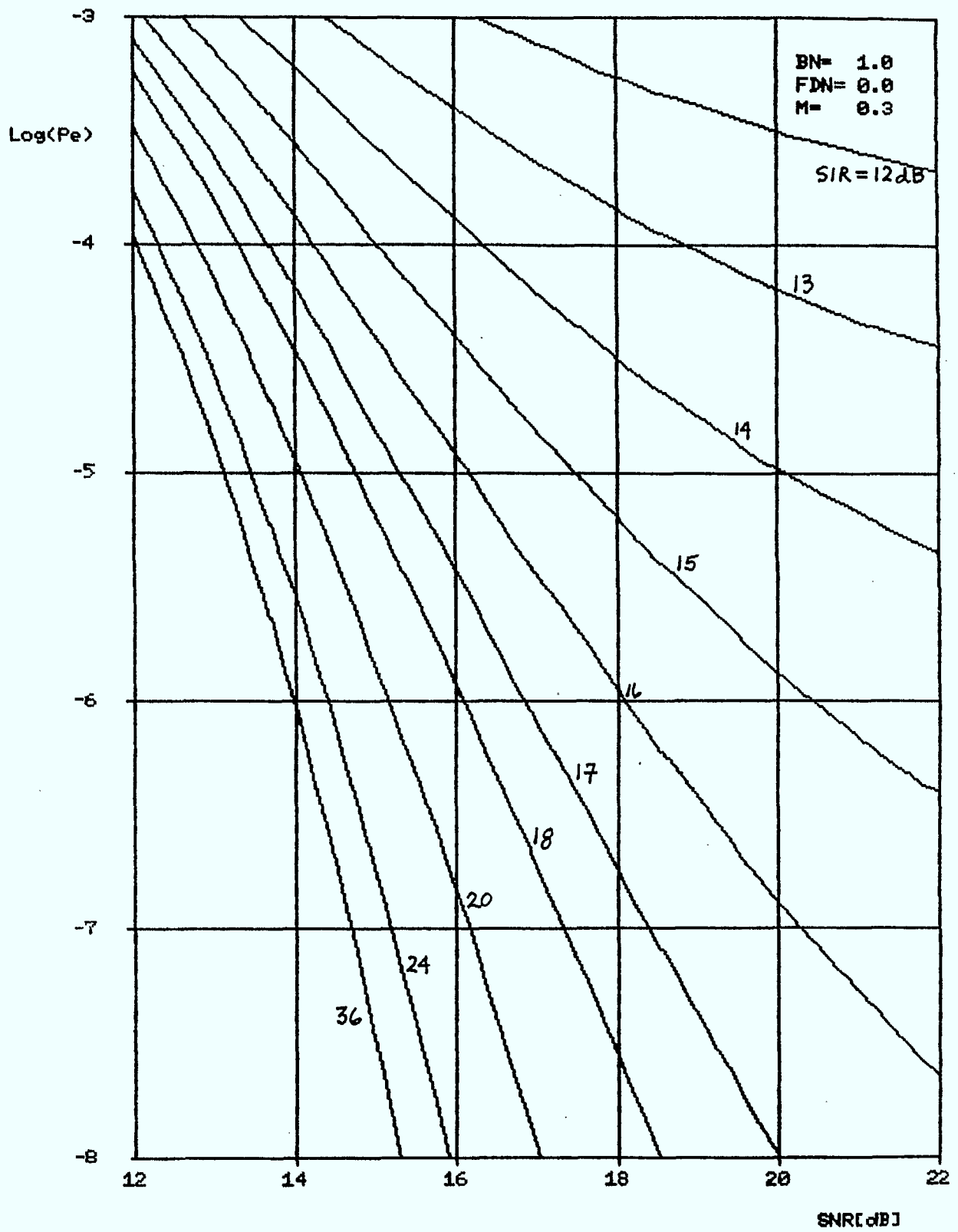
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



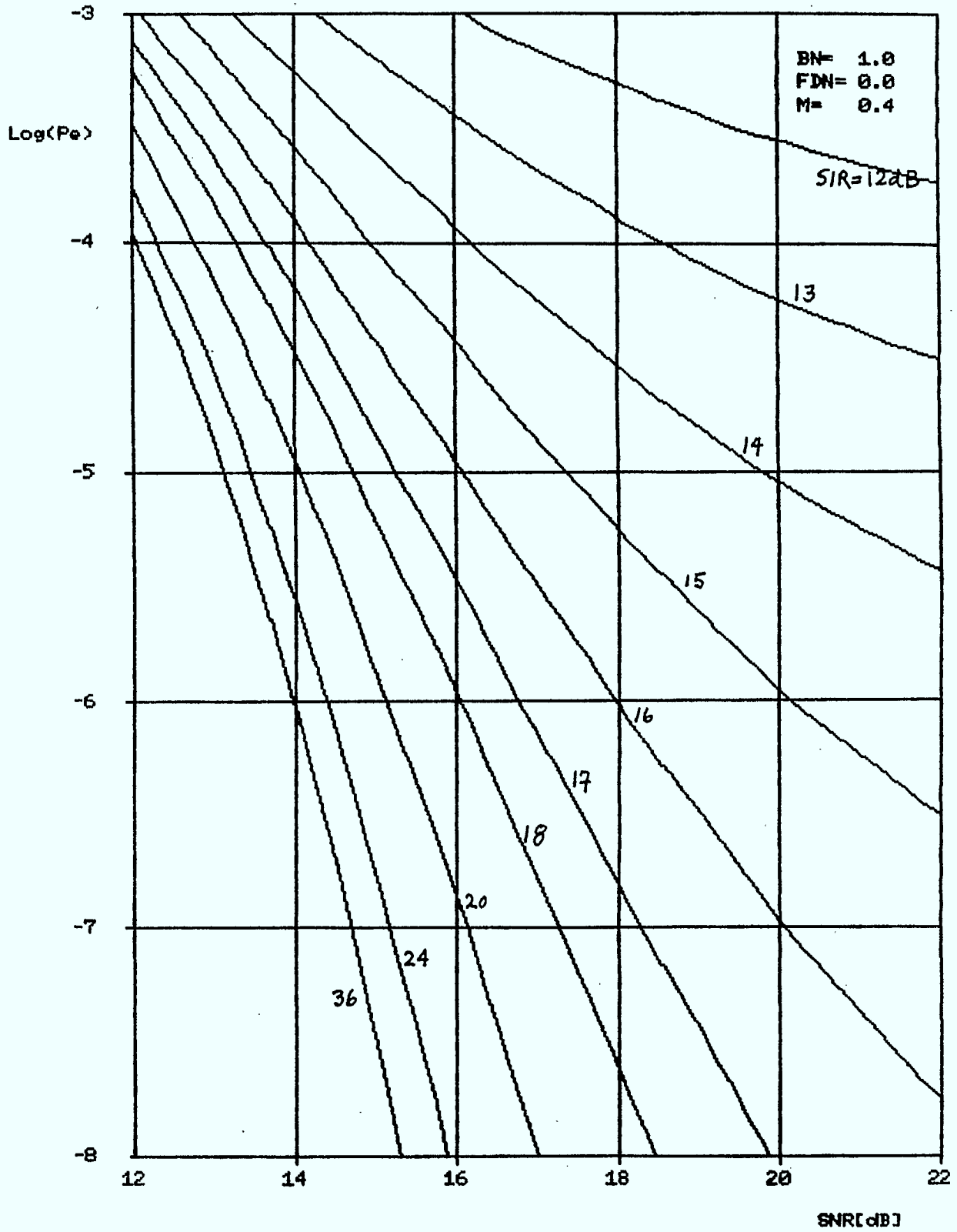
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



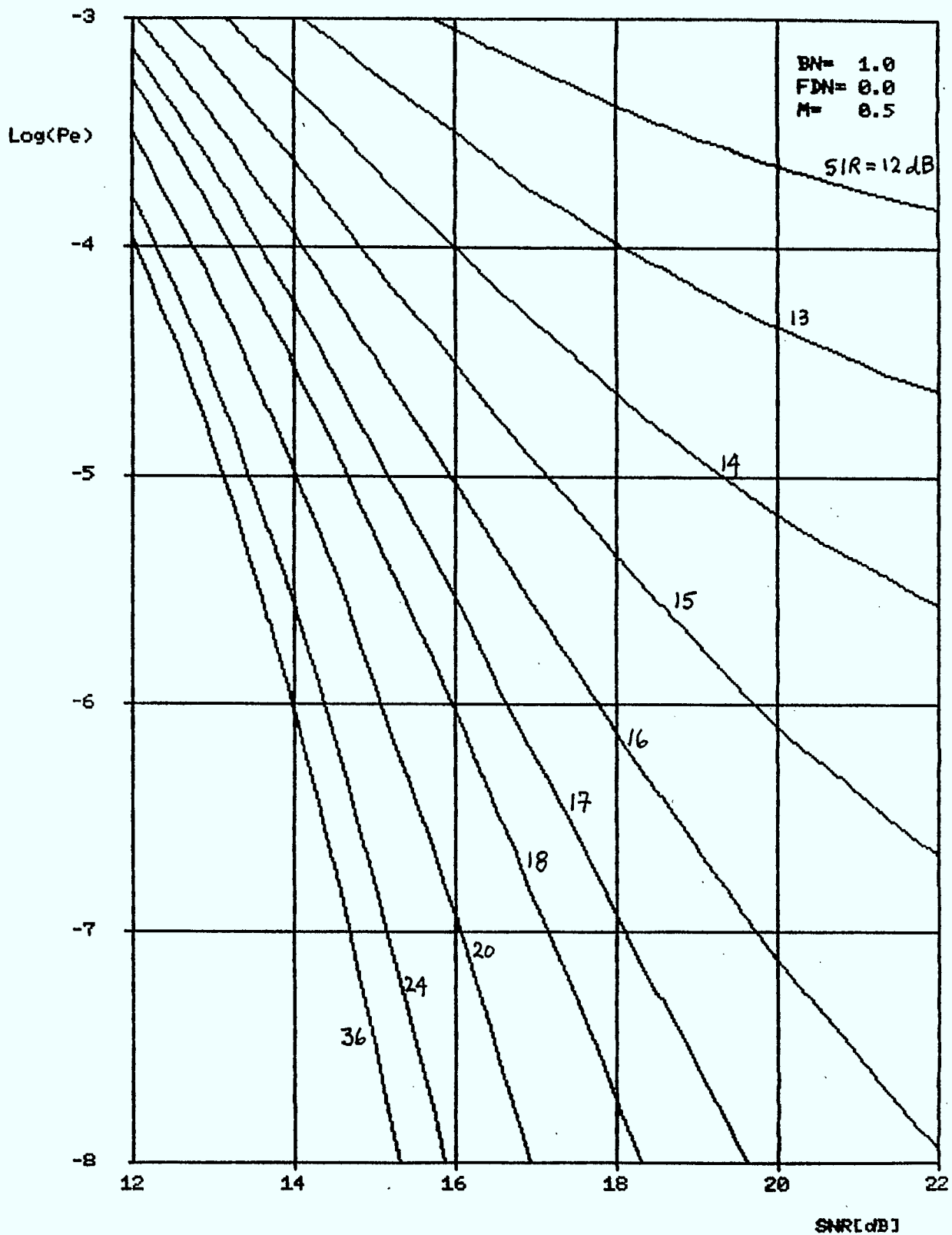
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



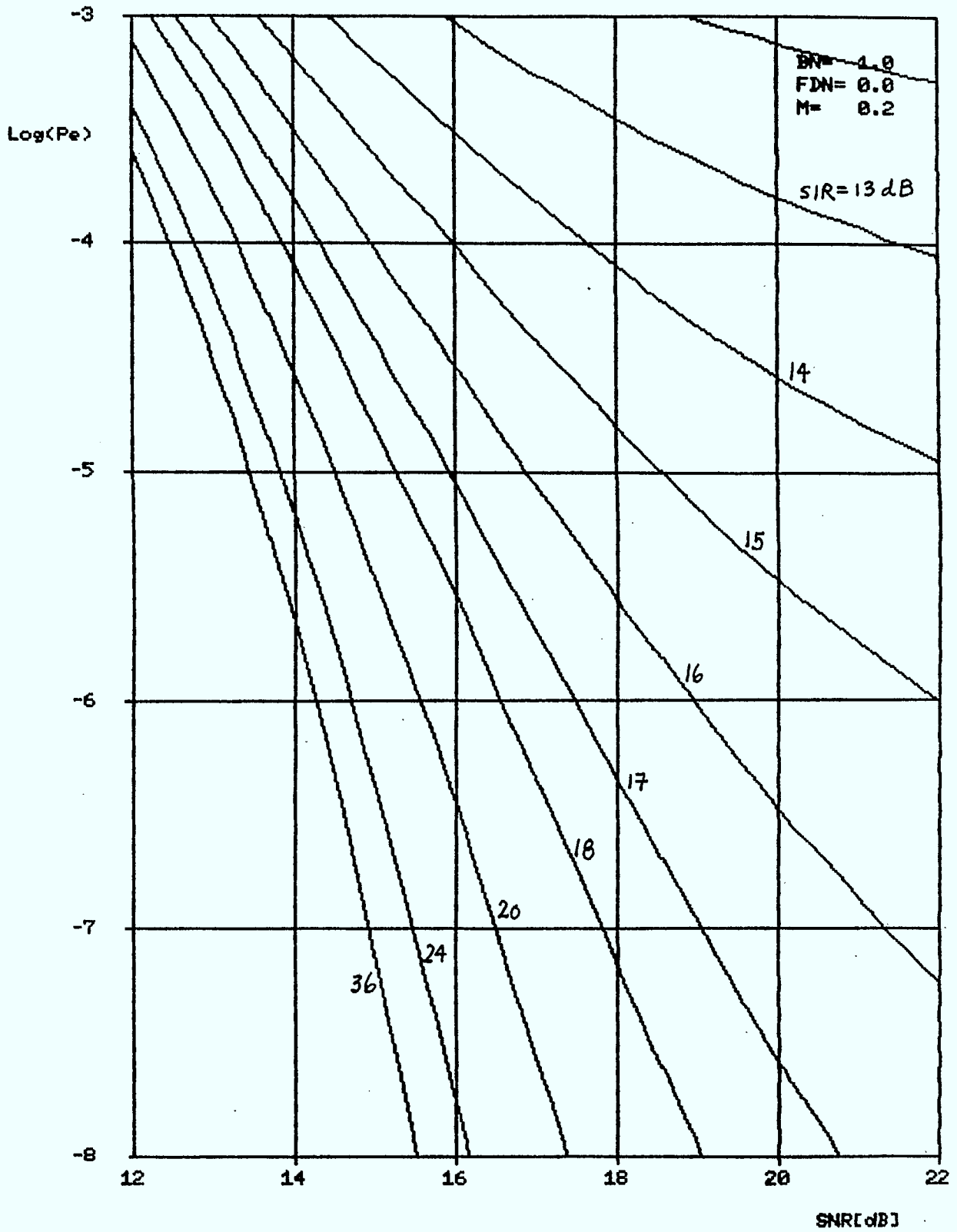
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



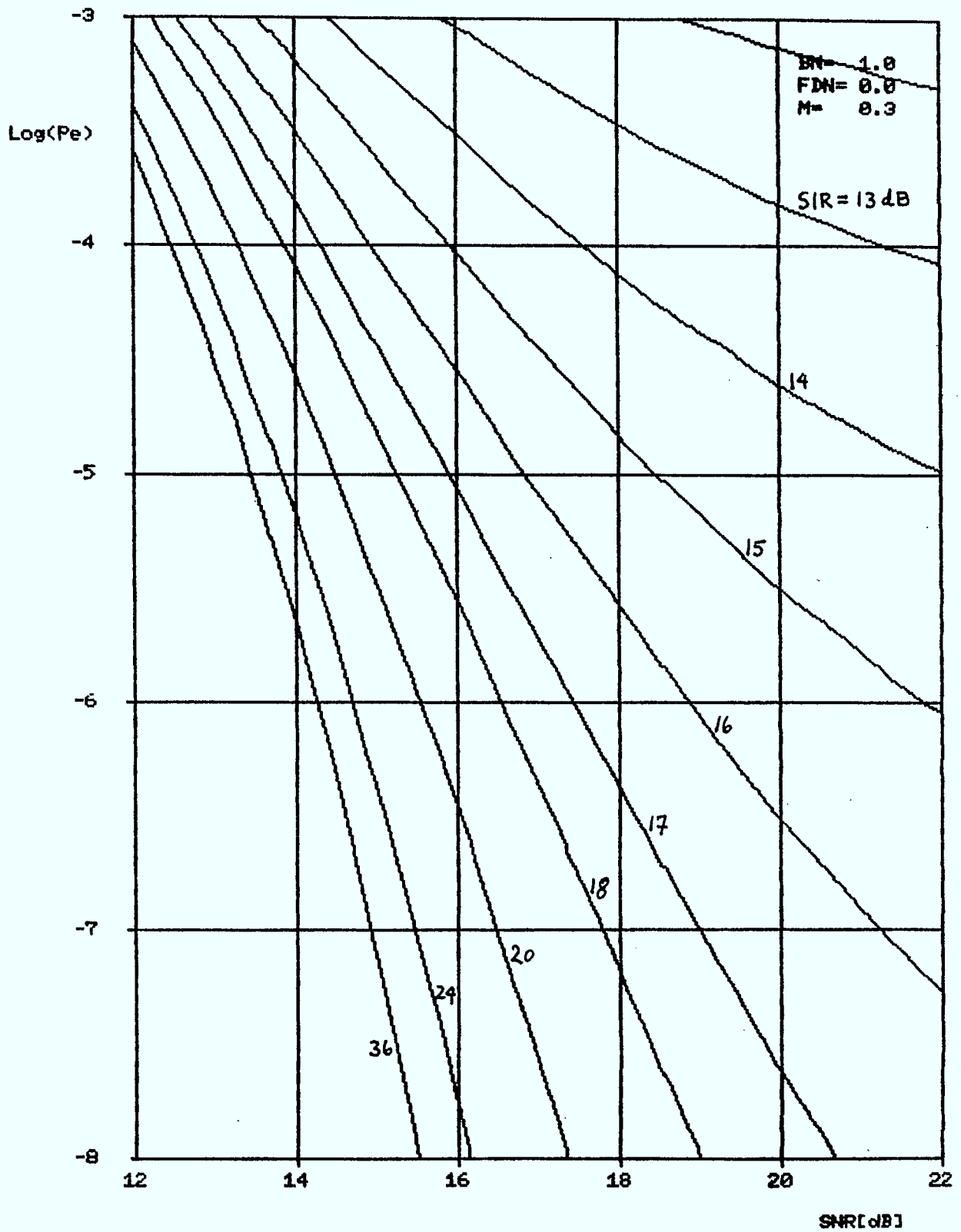
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



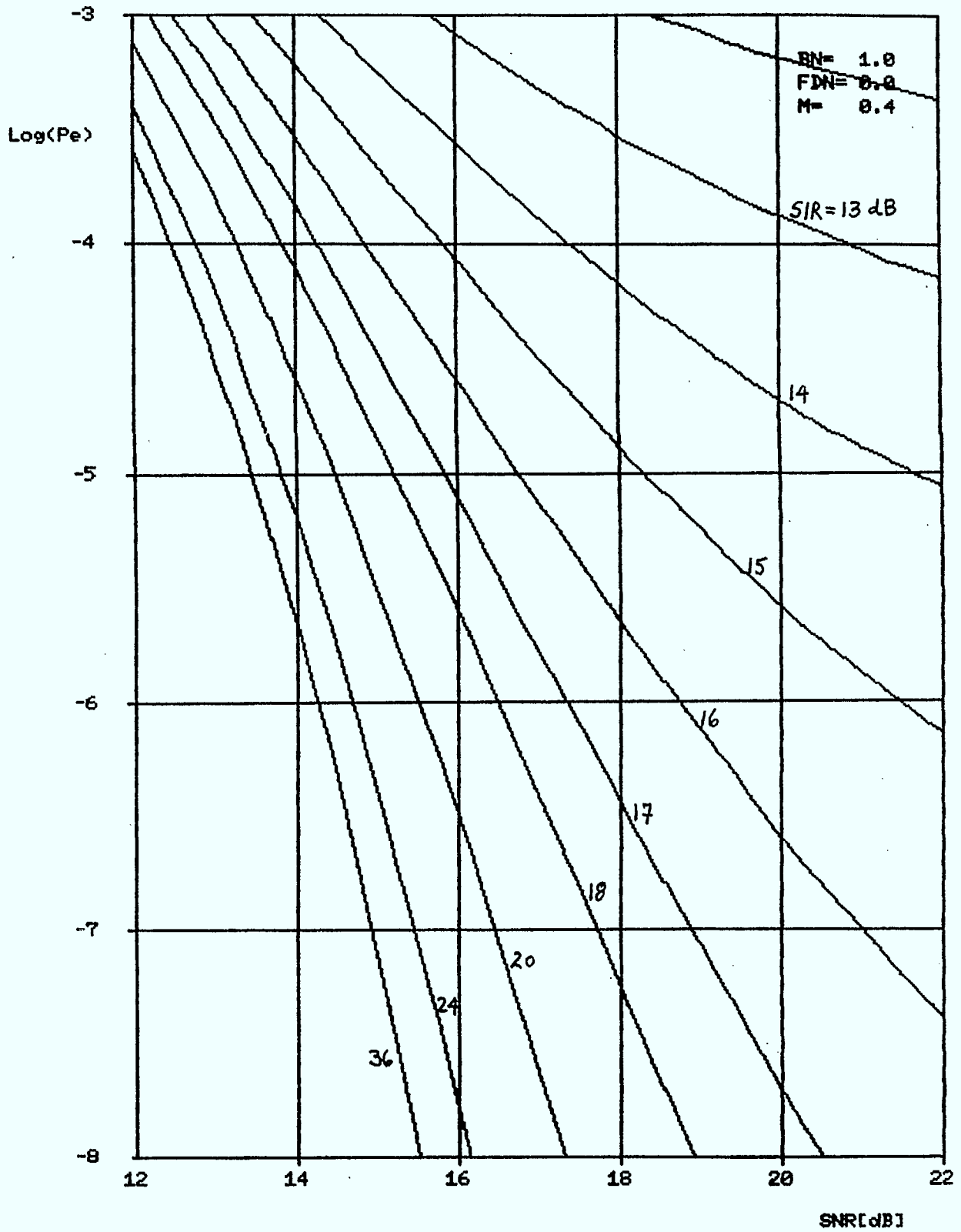
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 8



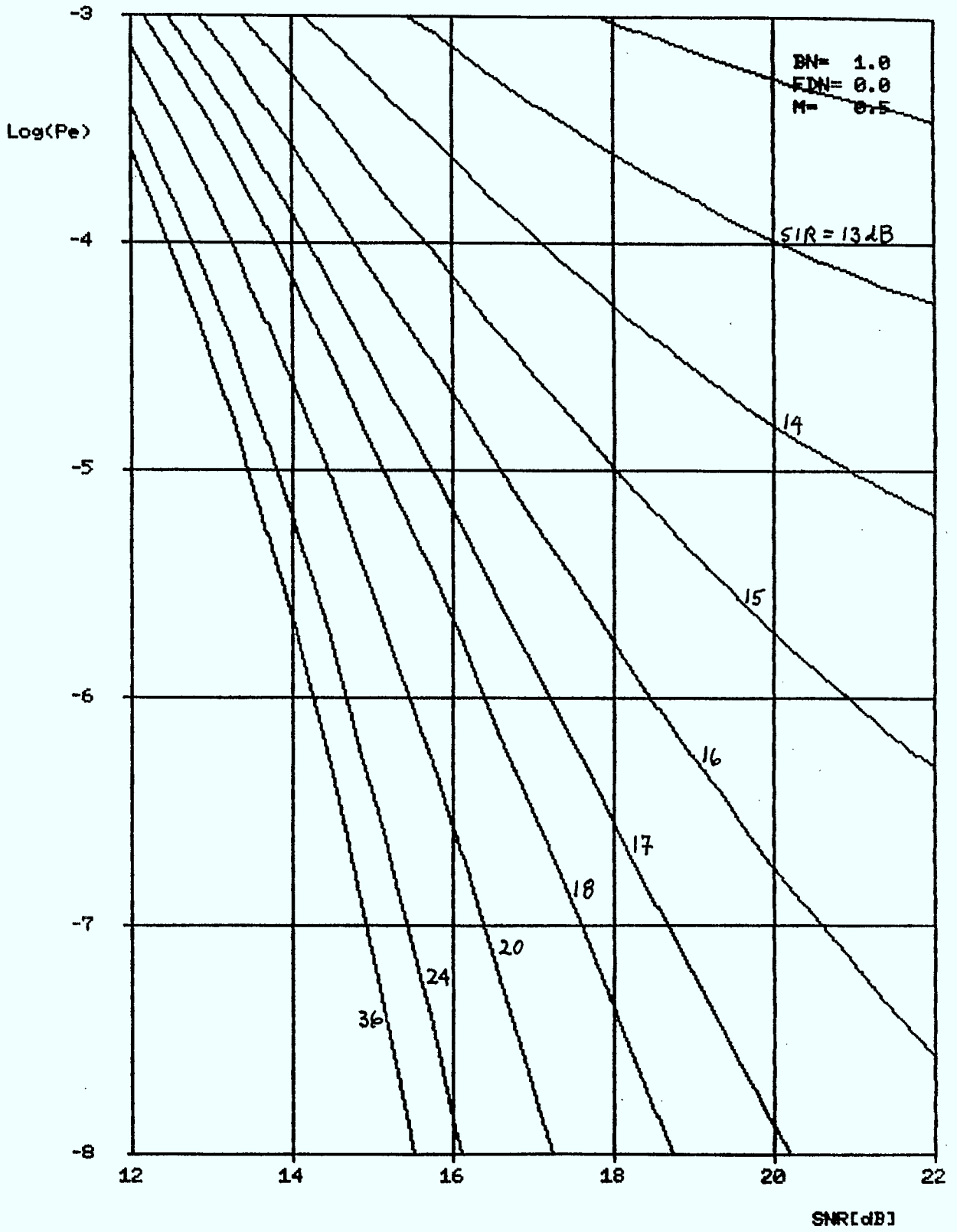
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 0



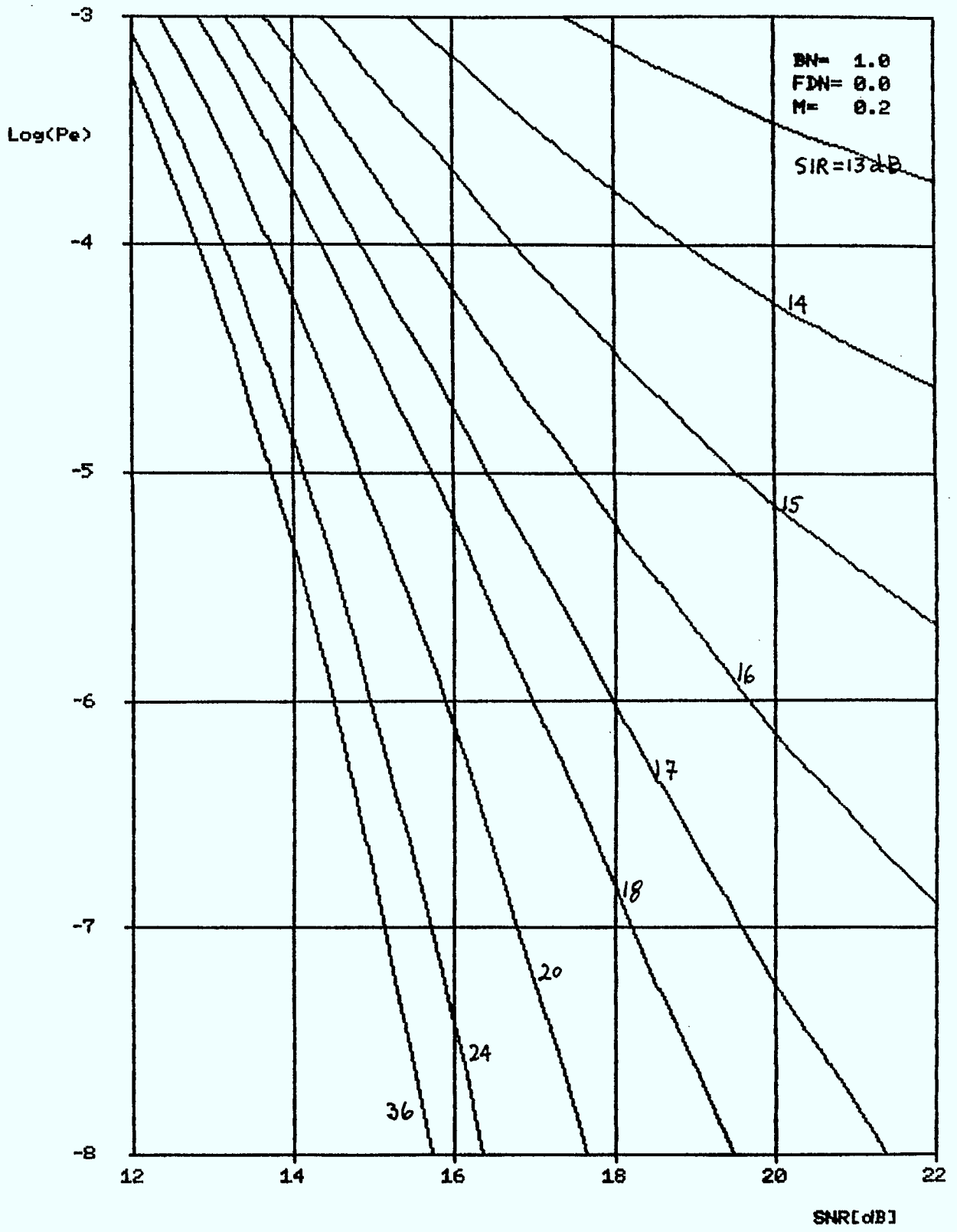
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 8



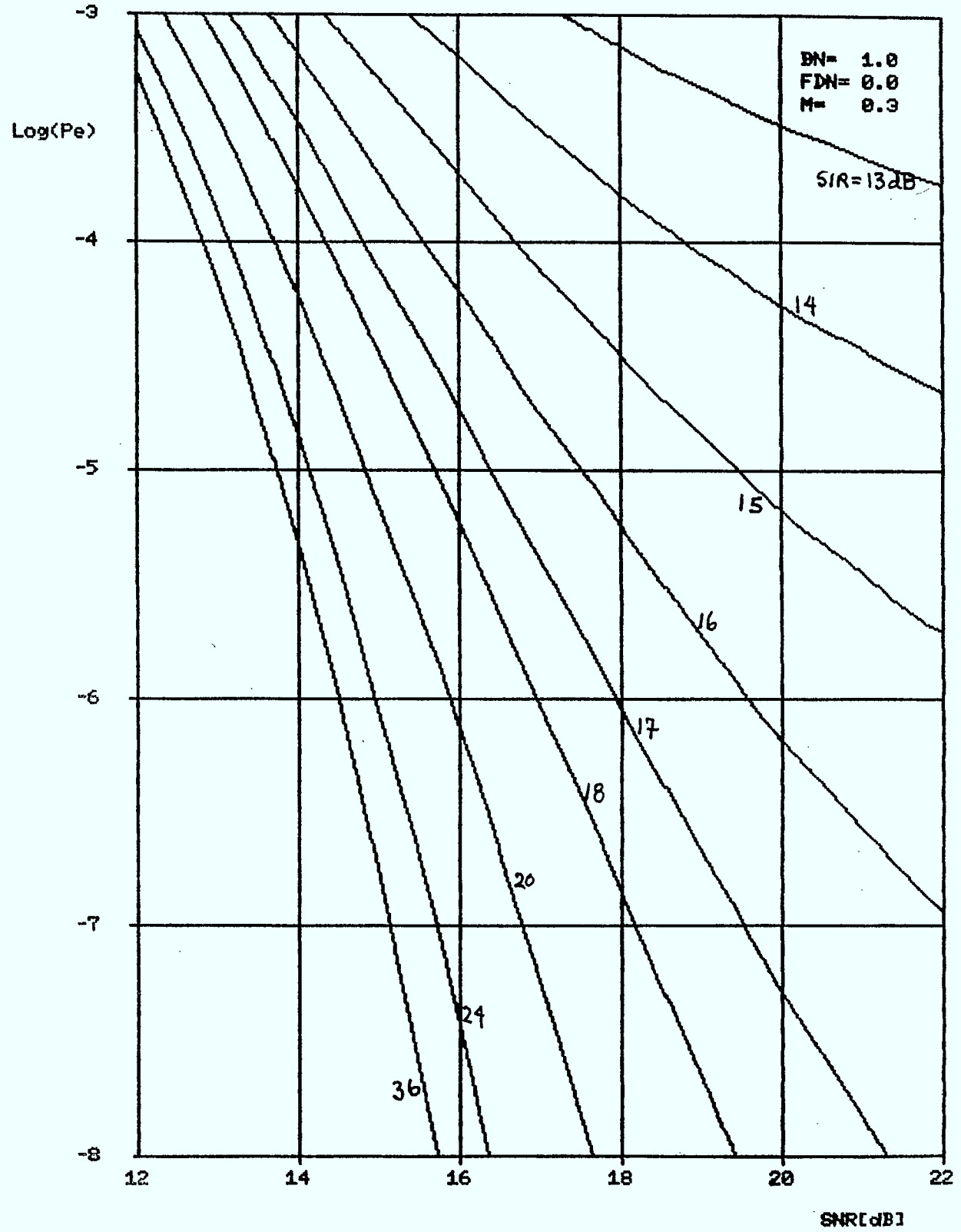
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 0



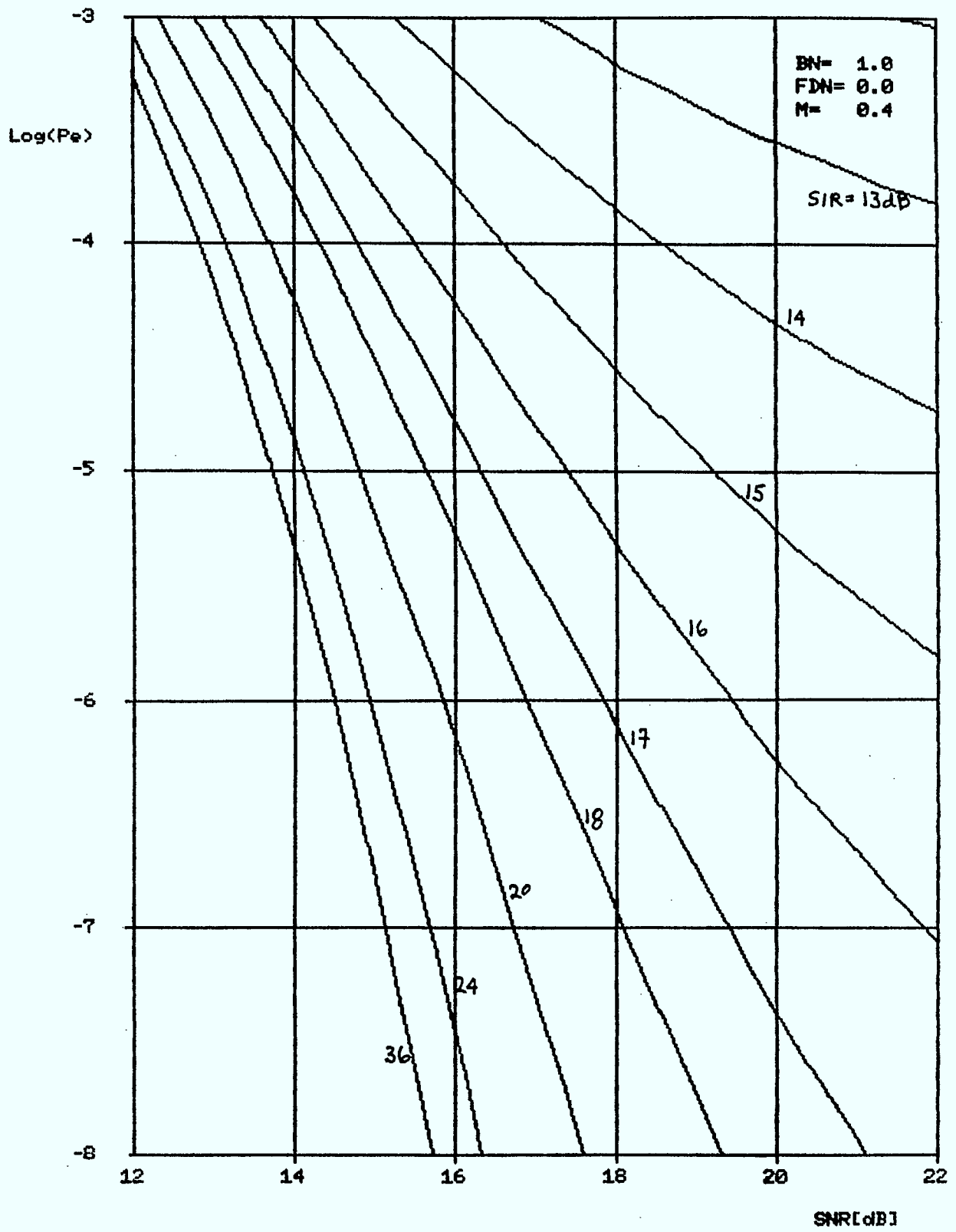
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



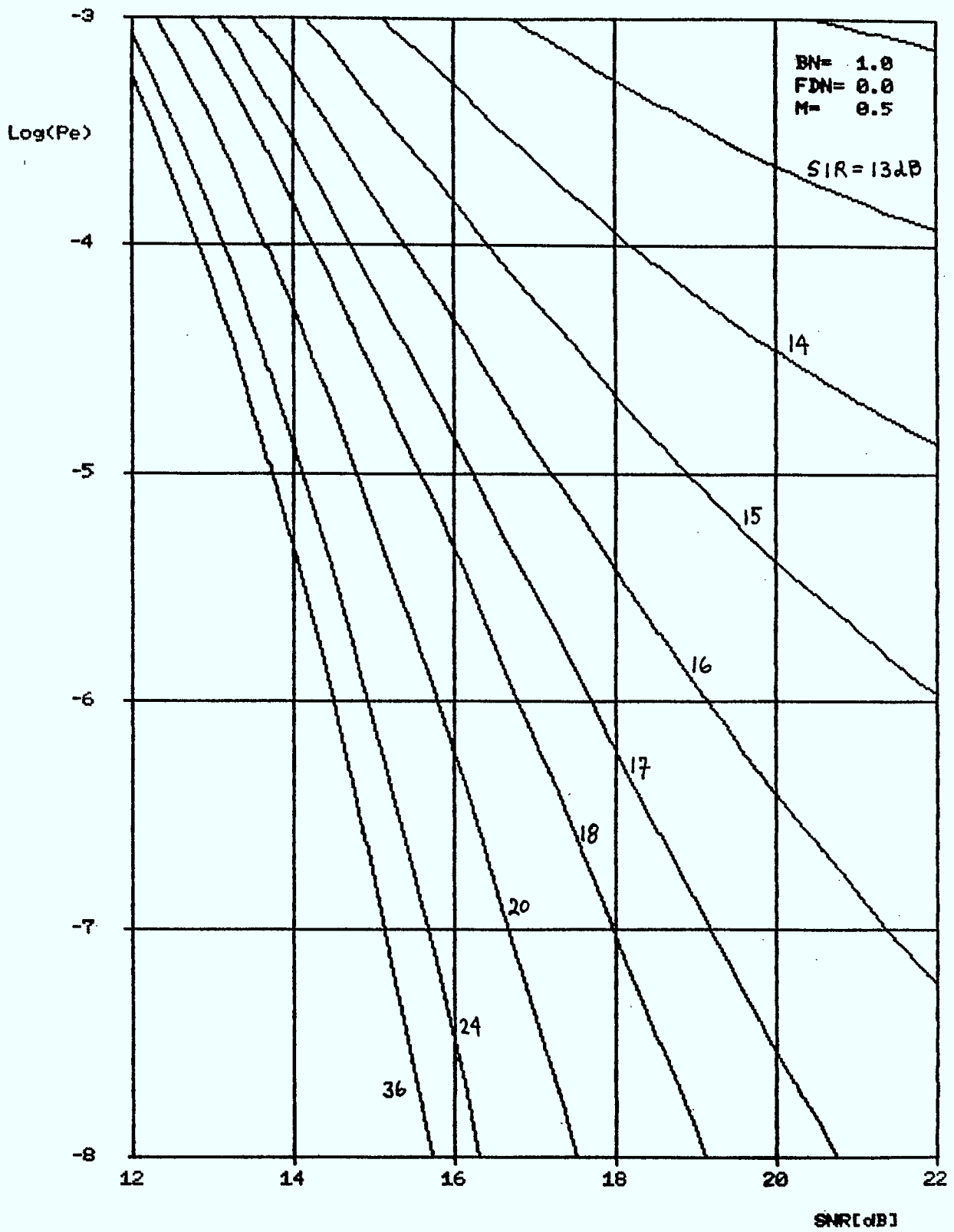
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



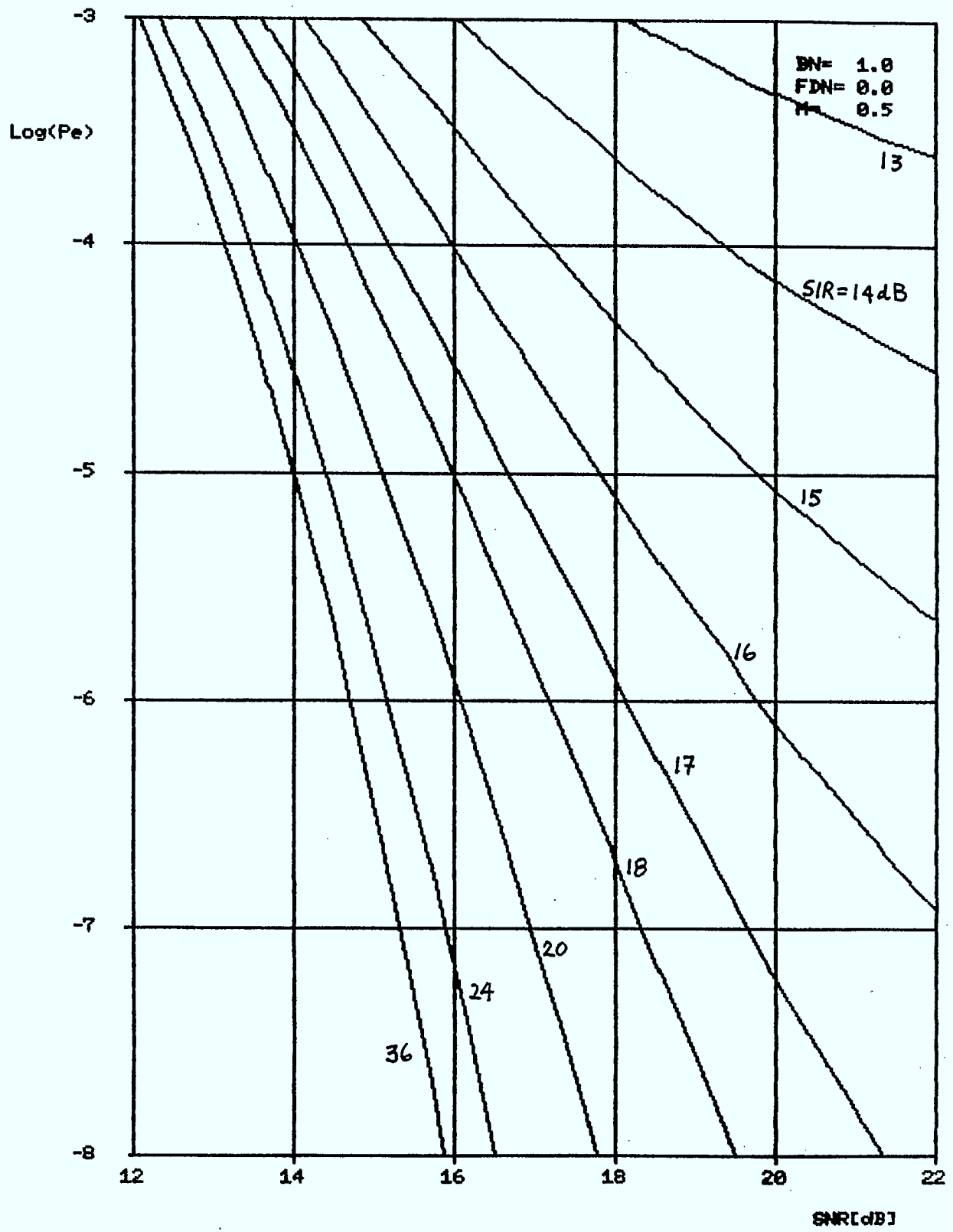
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



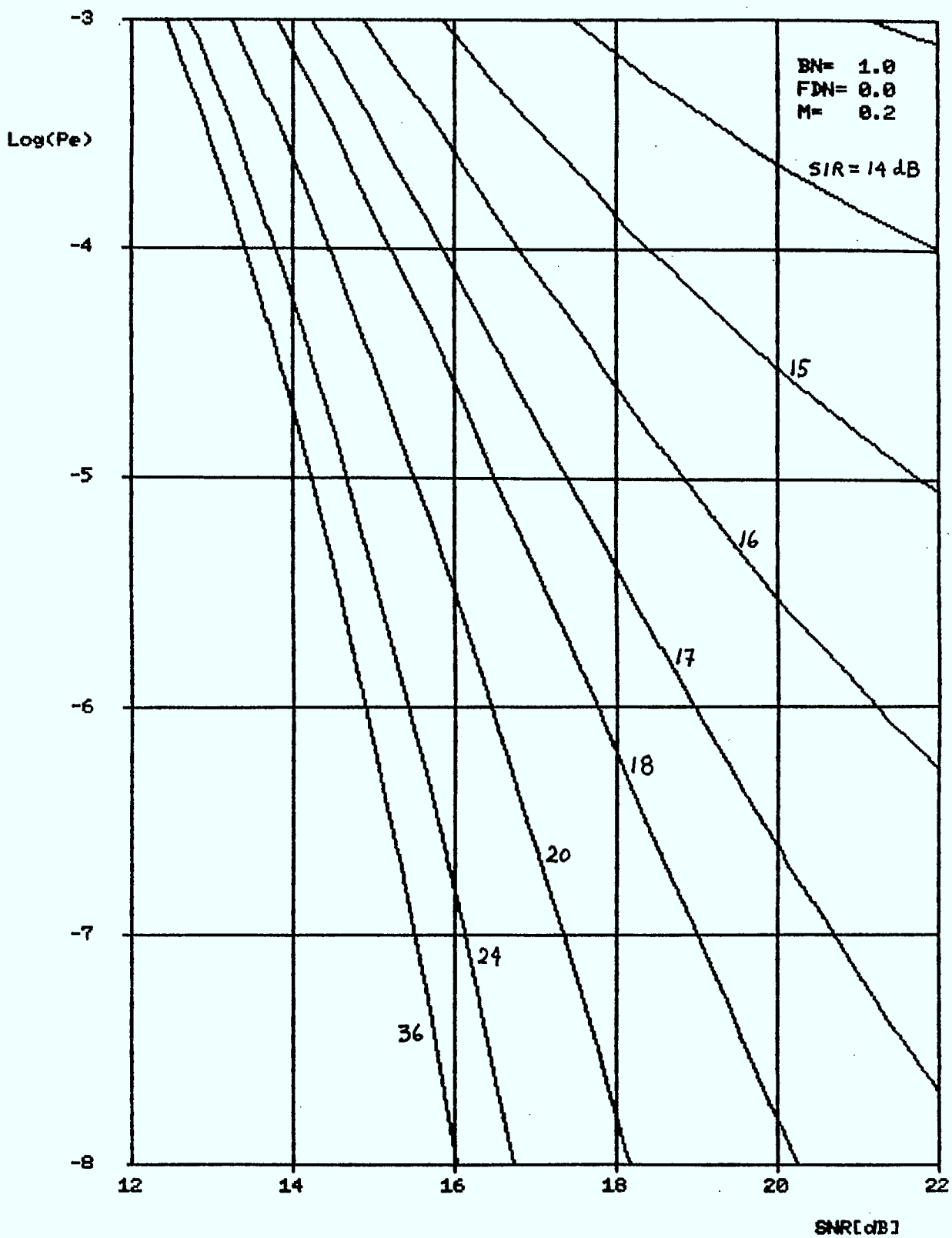
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



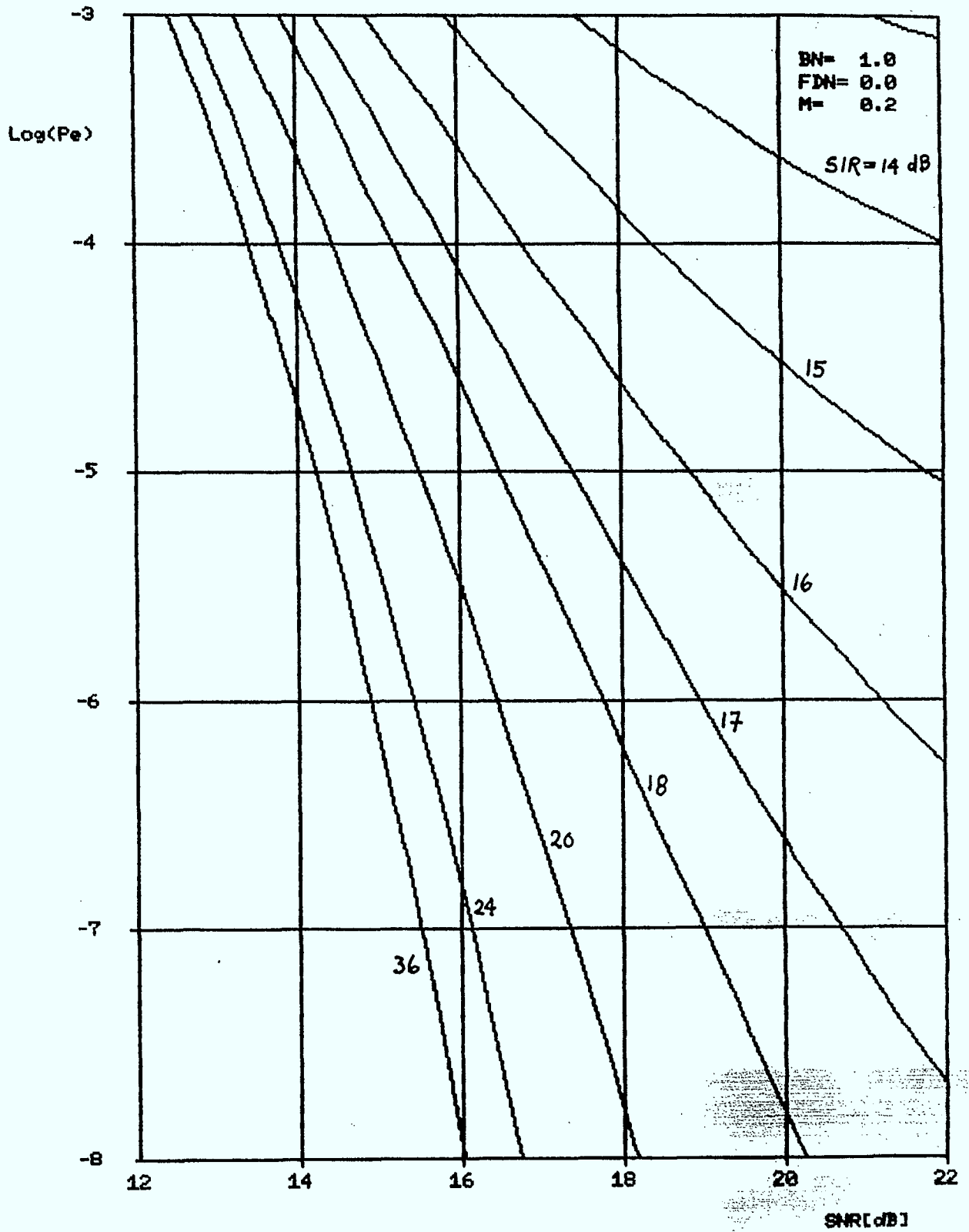
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 32



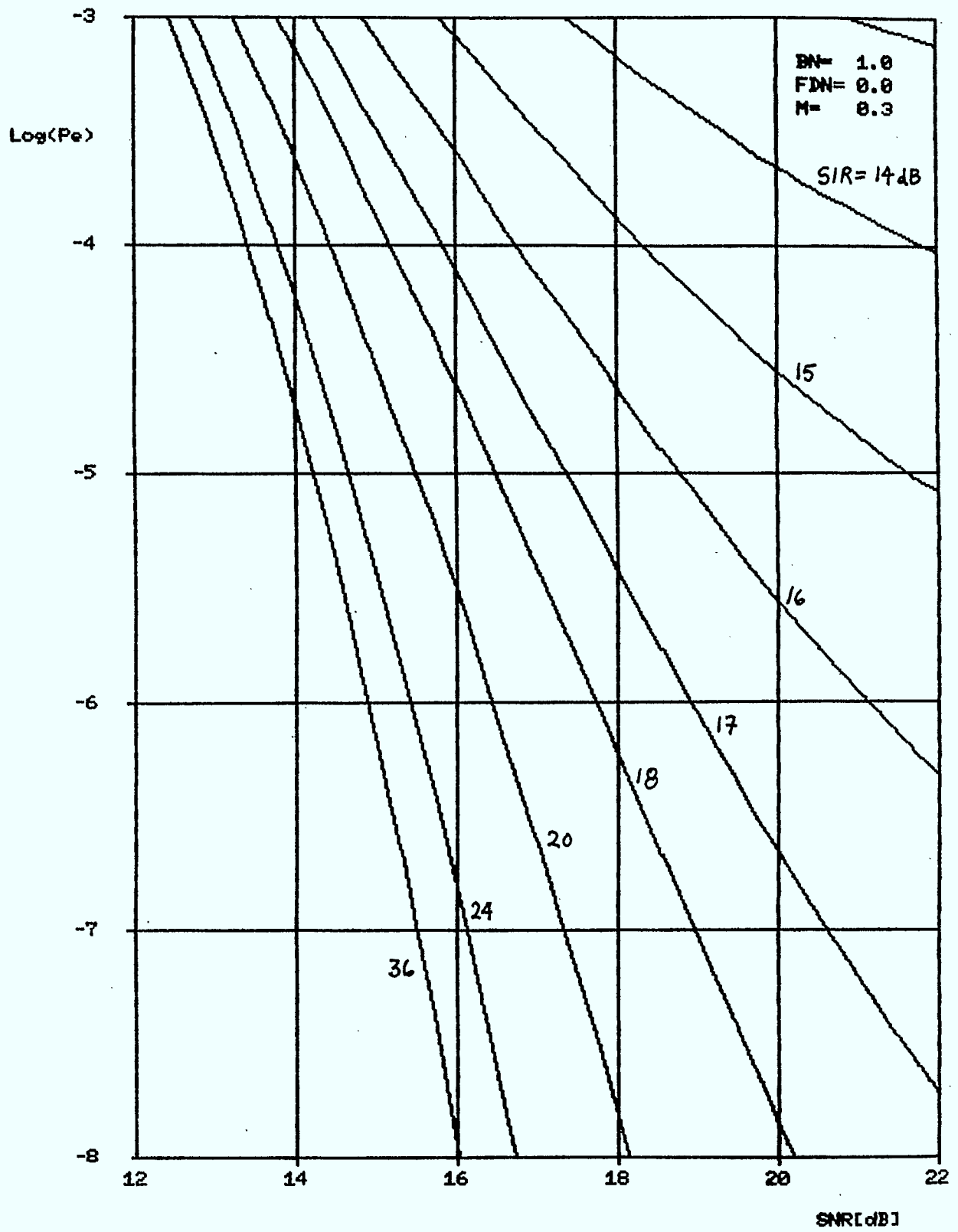
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



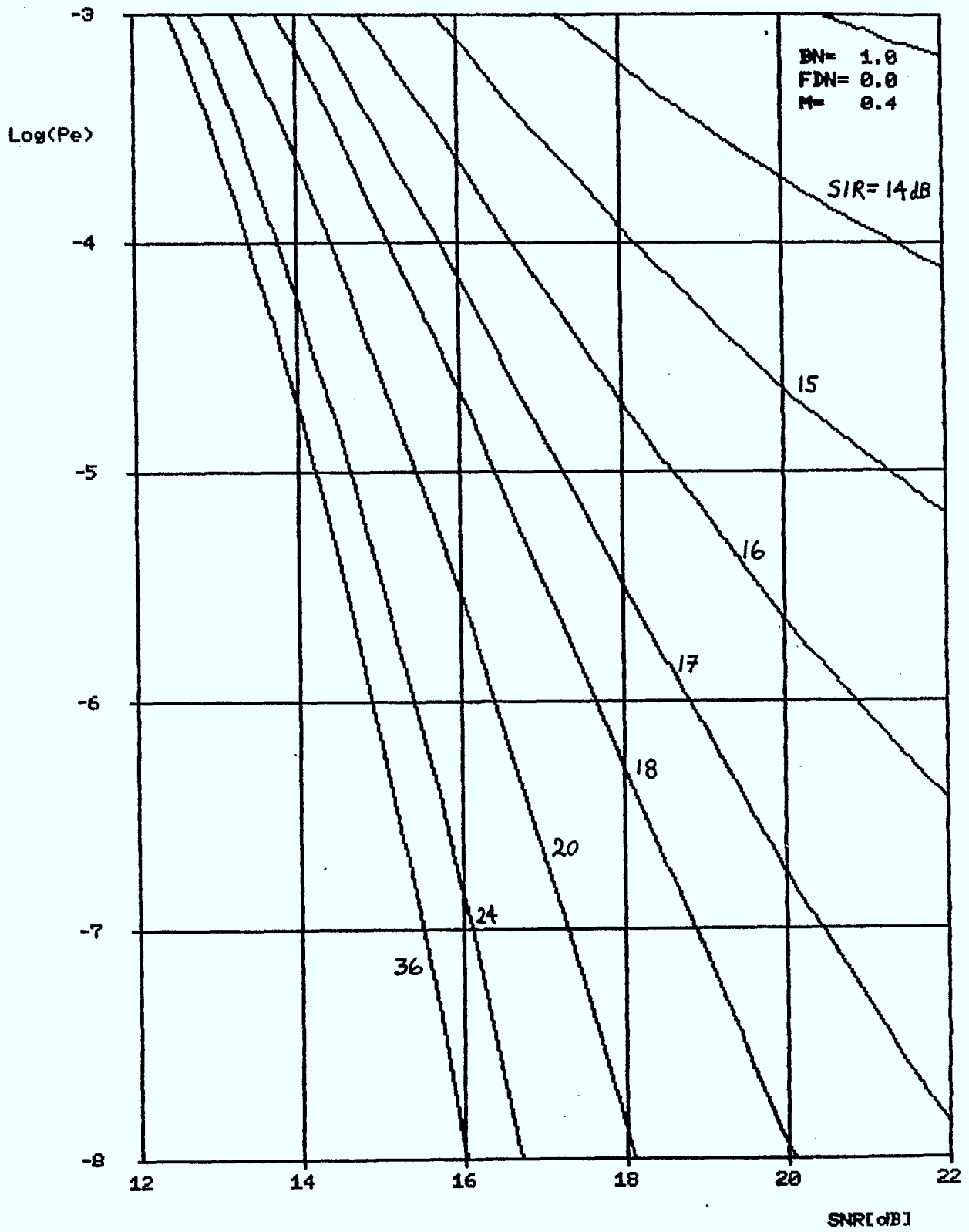
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



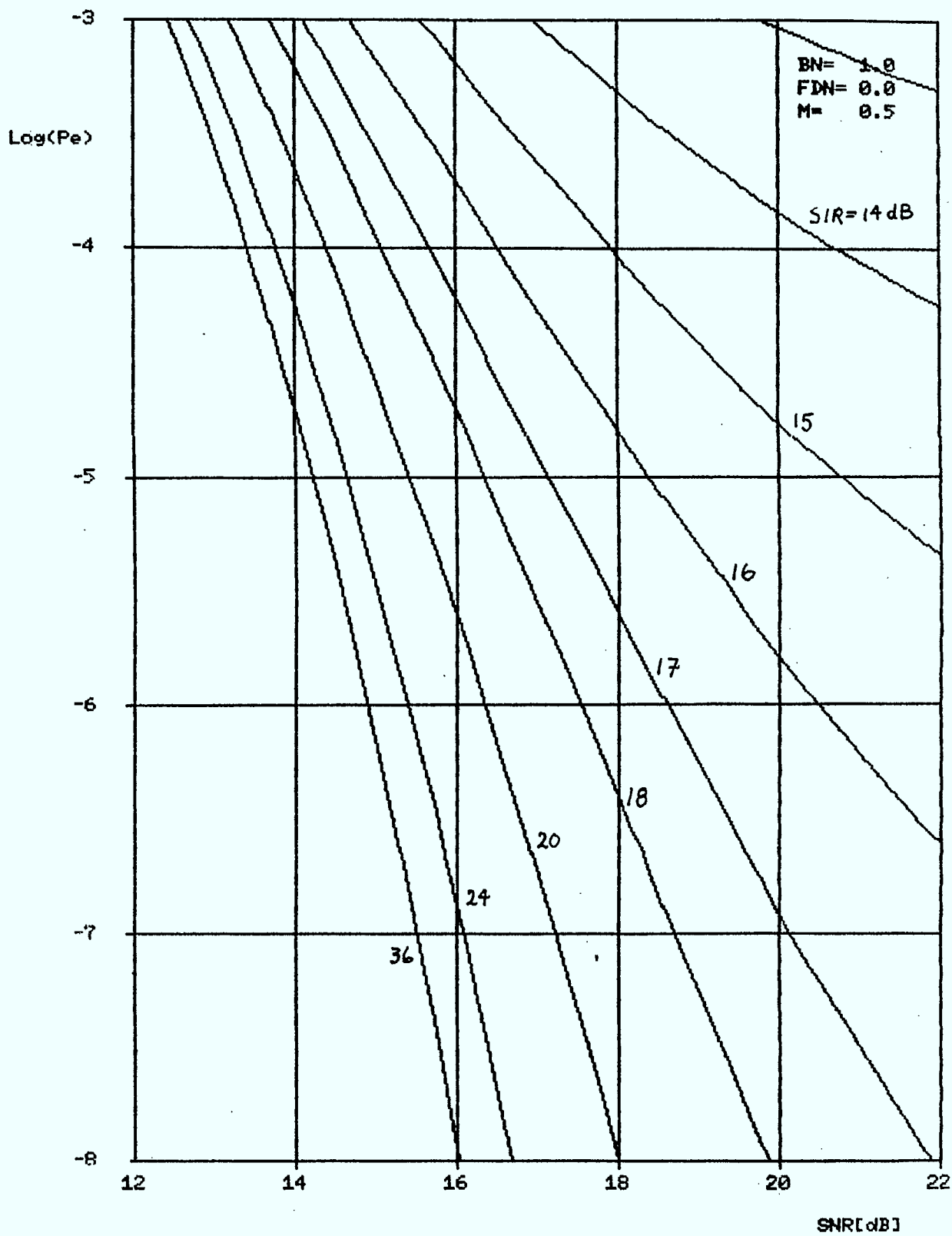
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



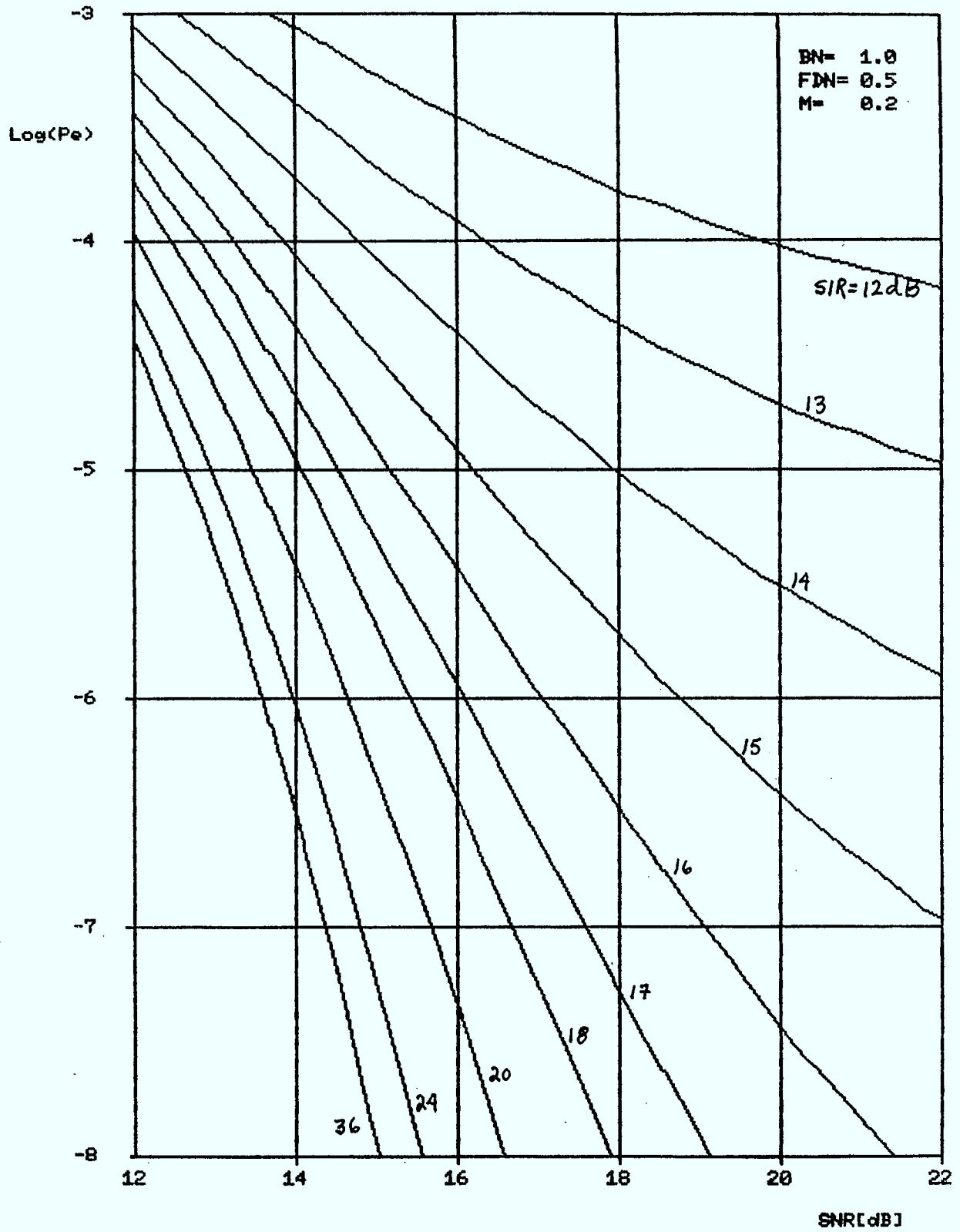
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



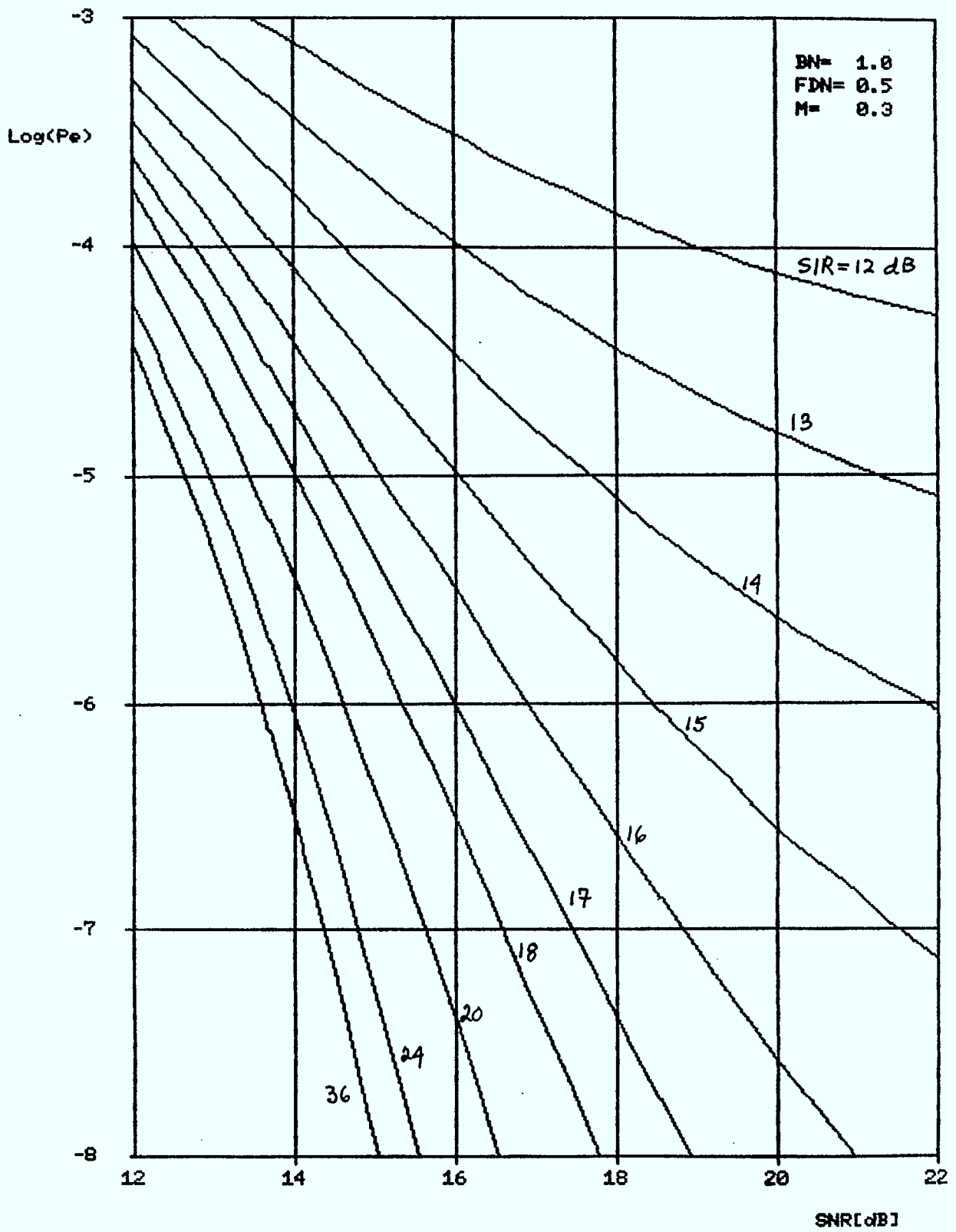
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



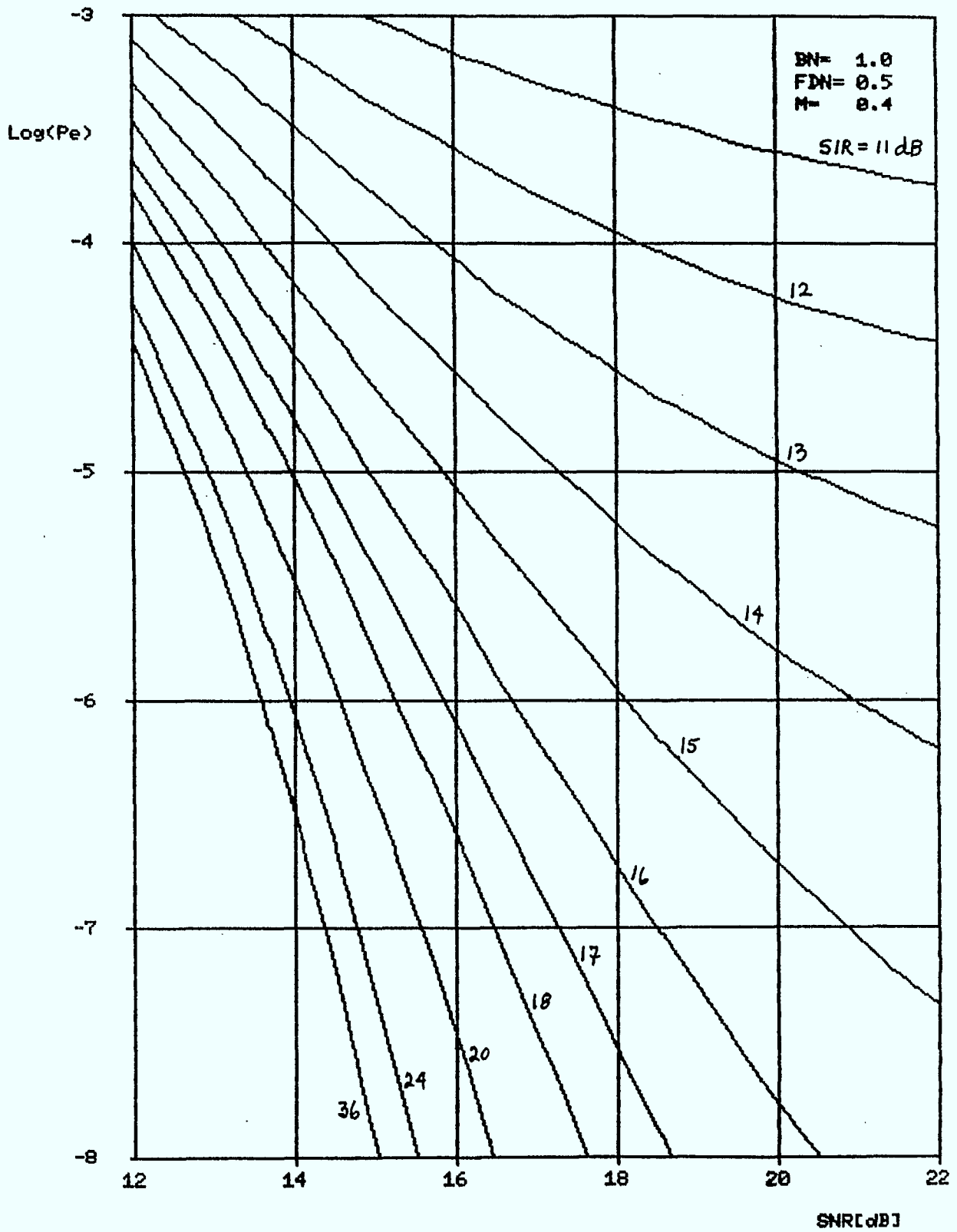
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



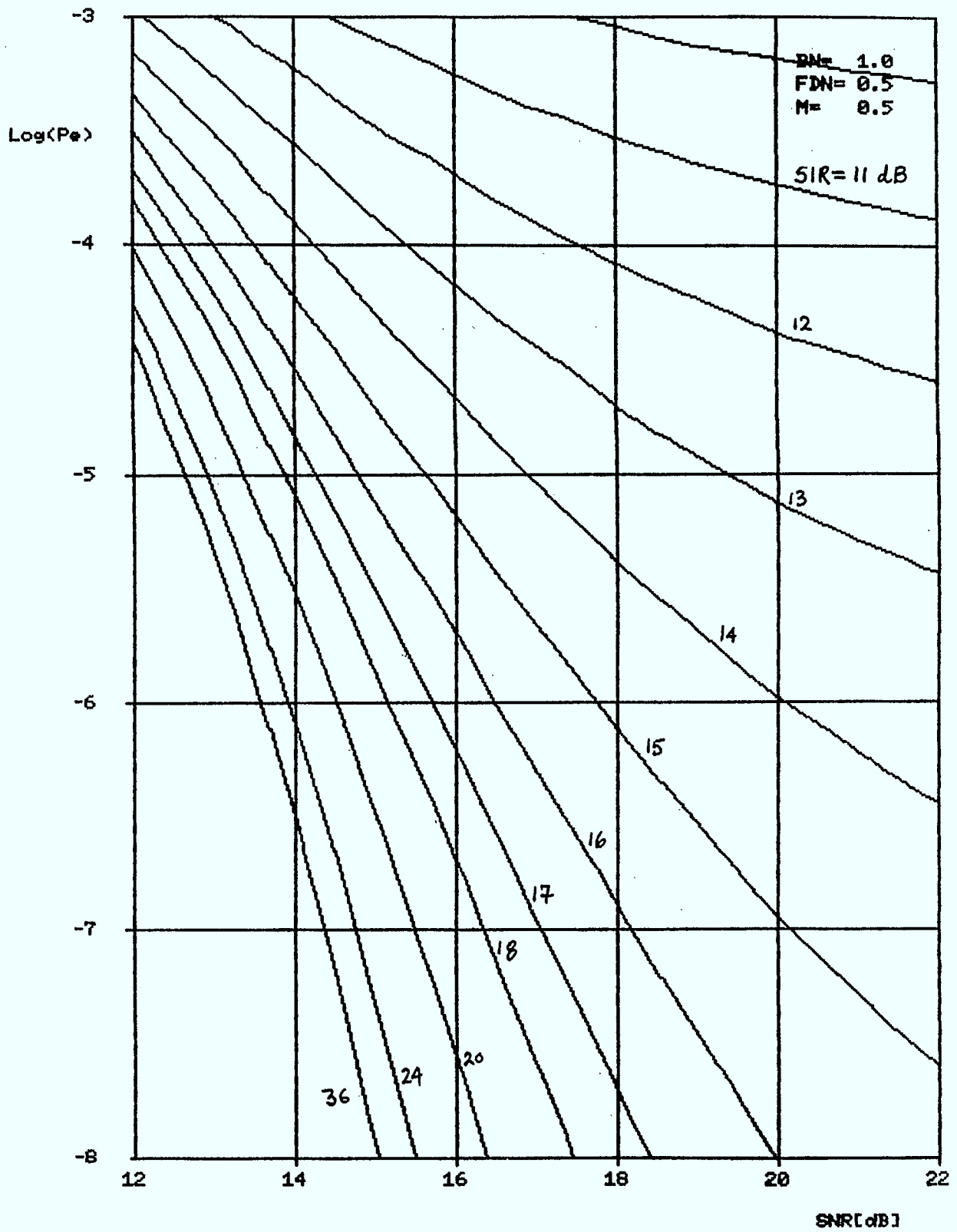
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



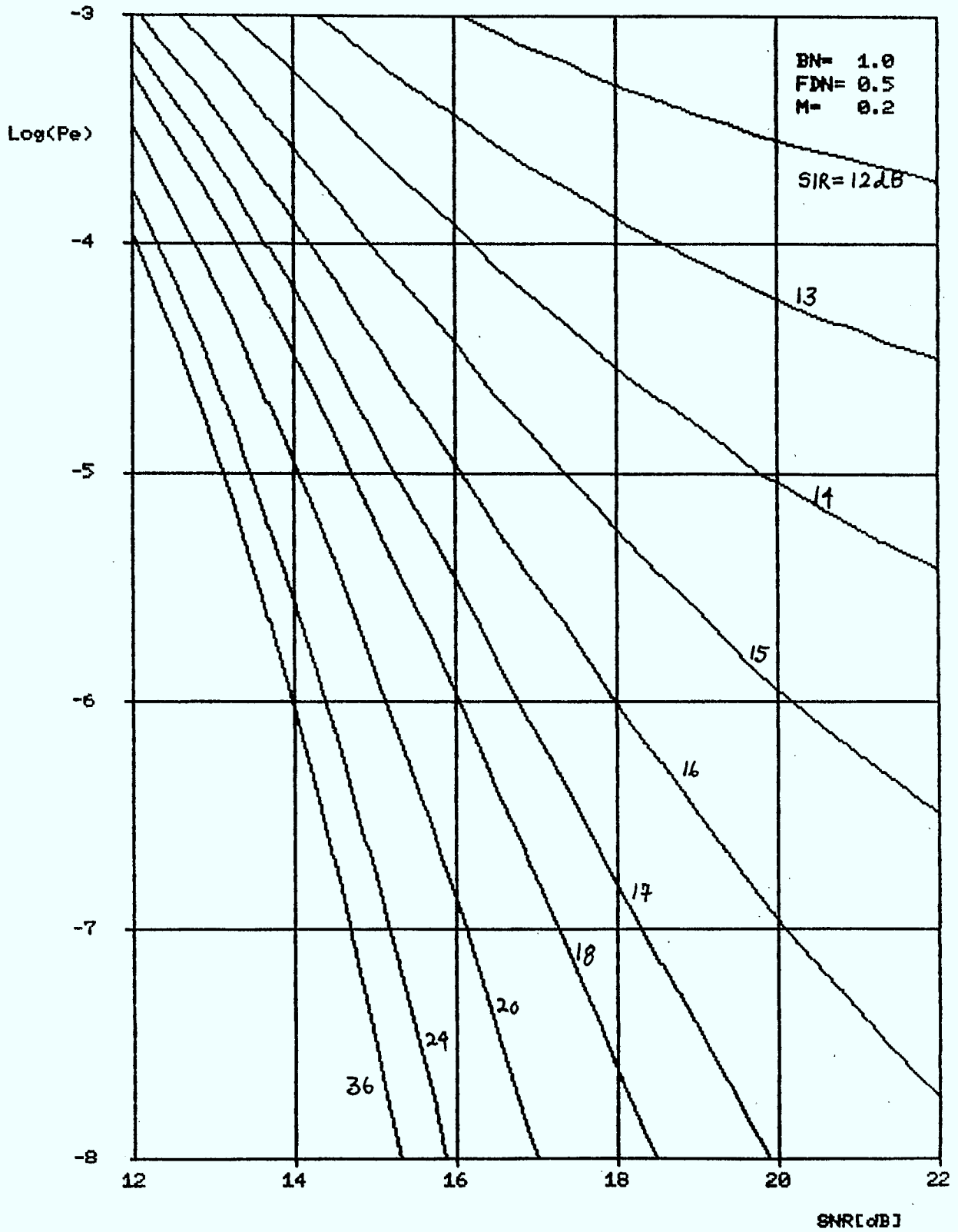
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



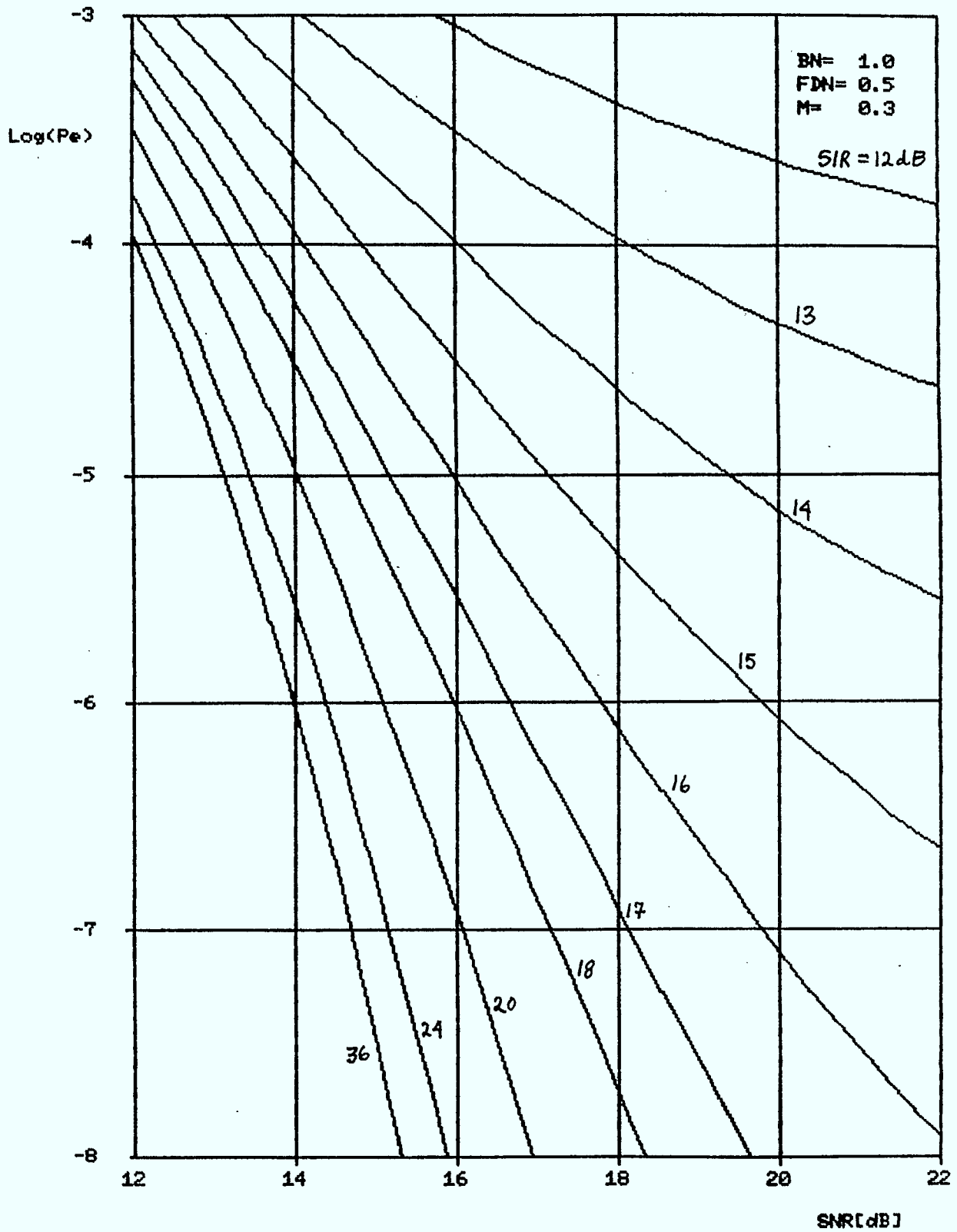
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



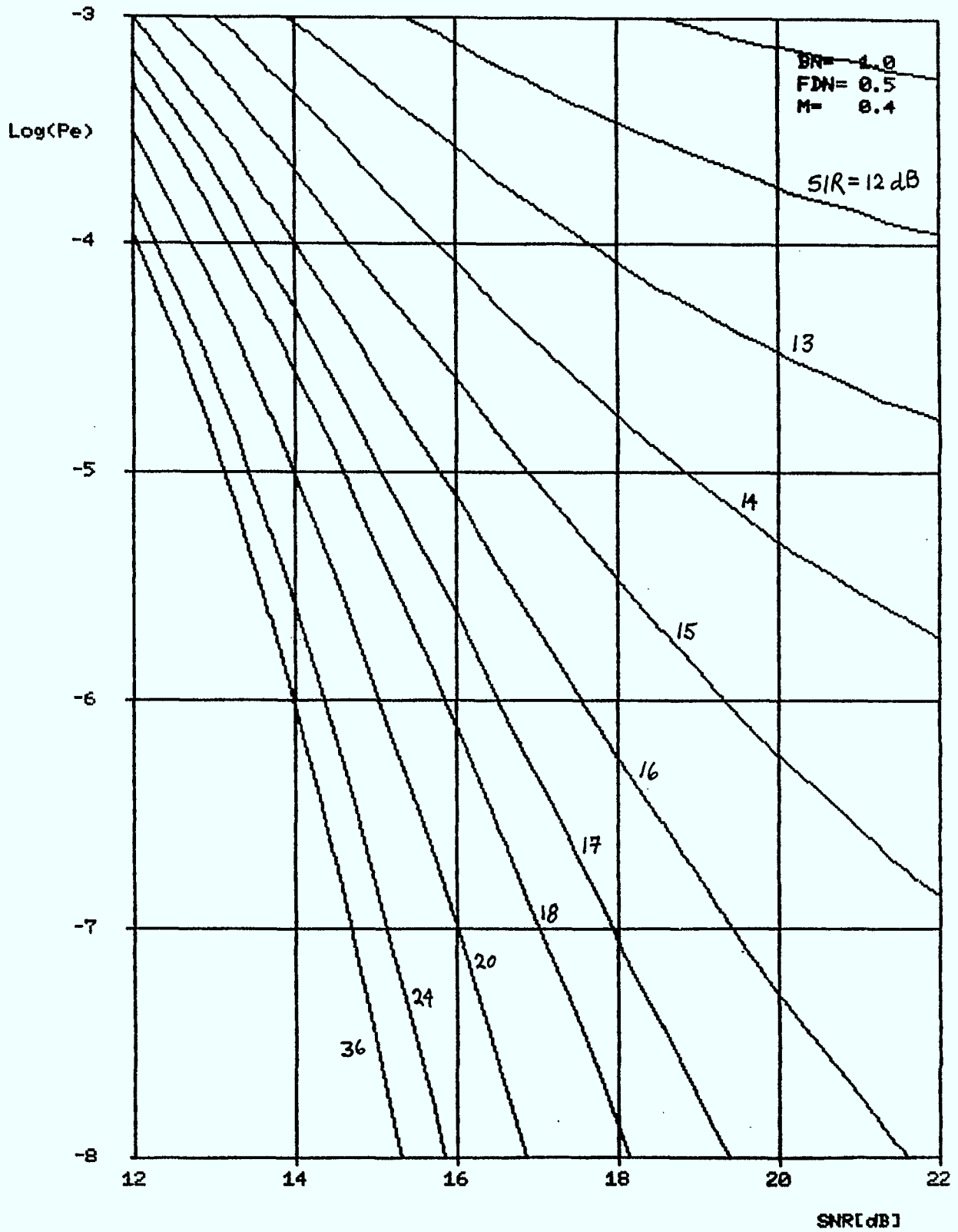
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



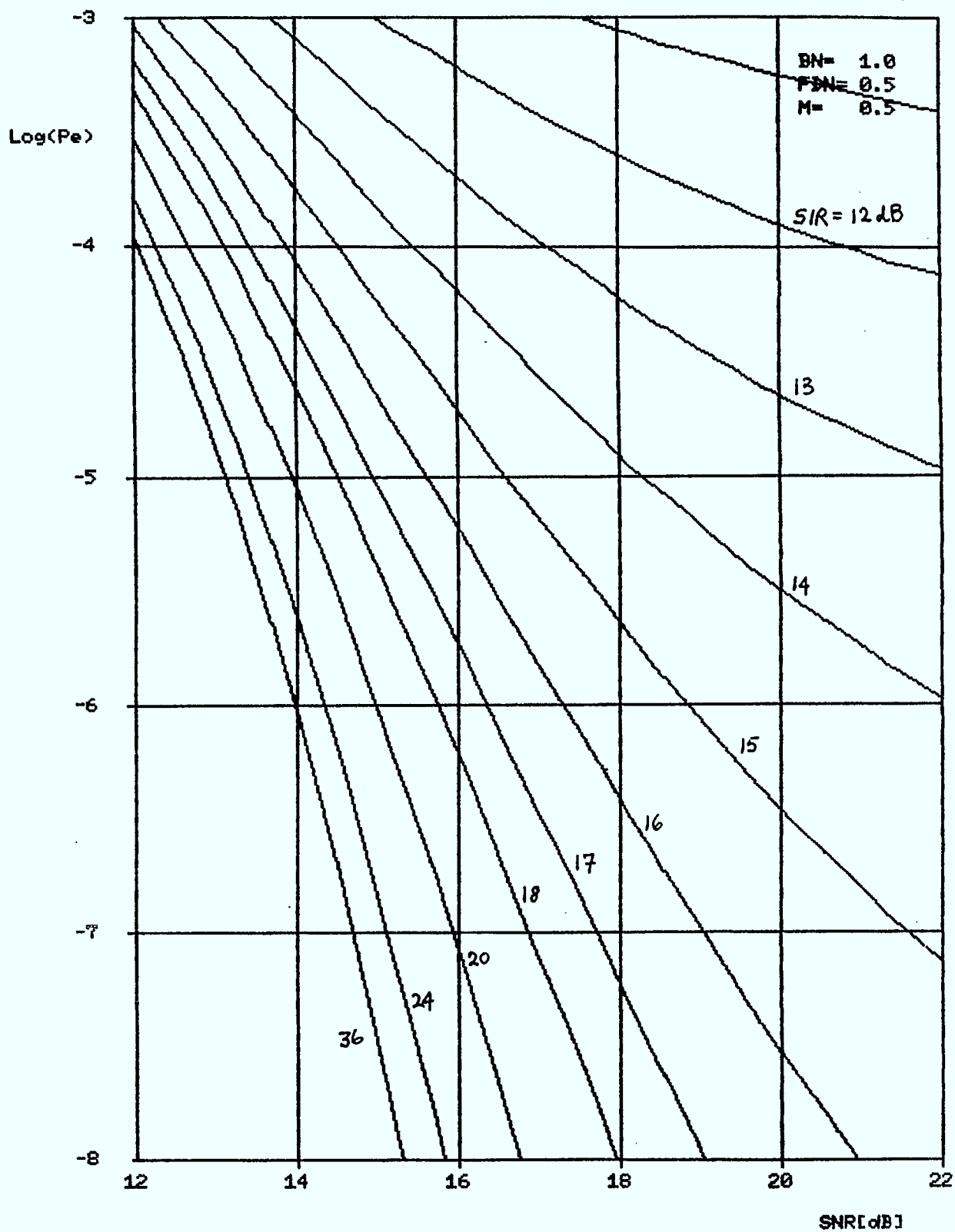
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



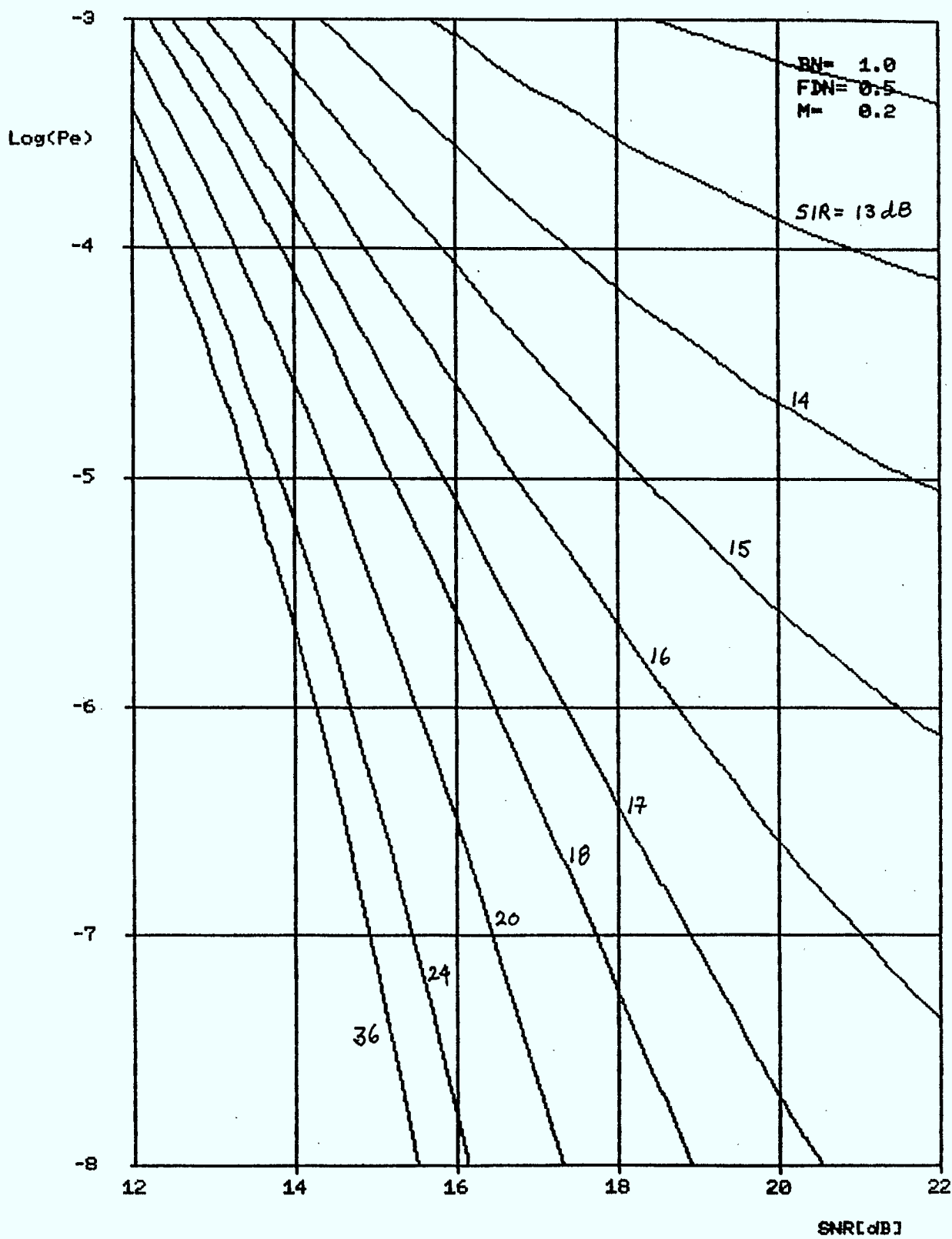
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



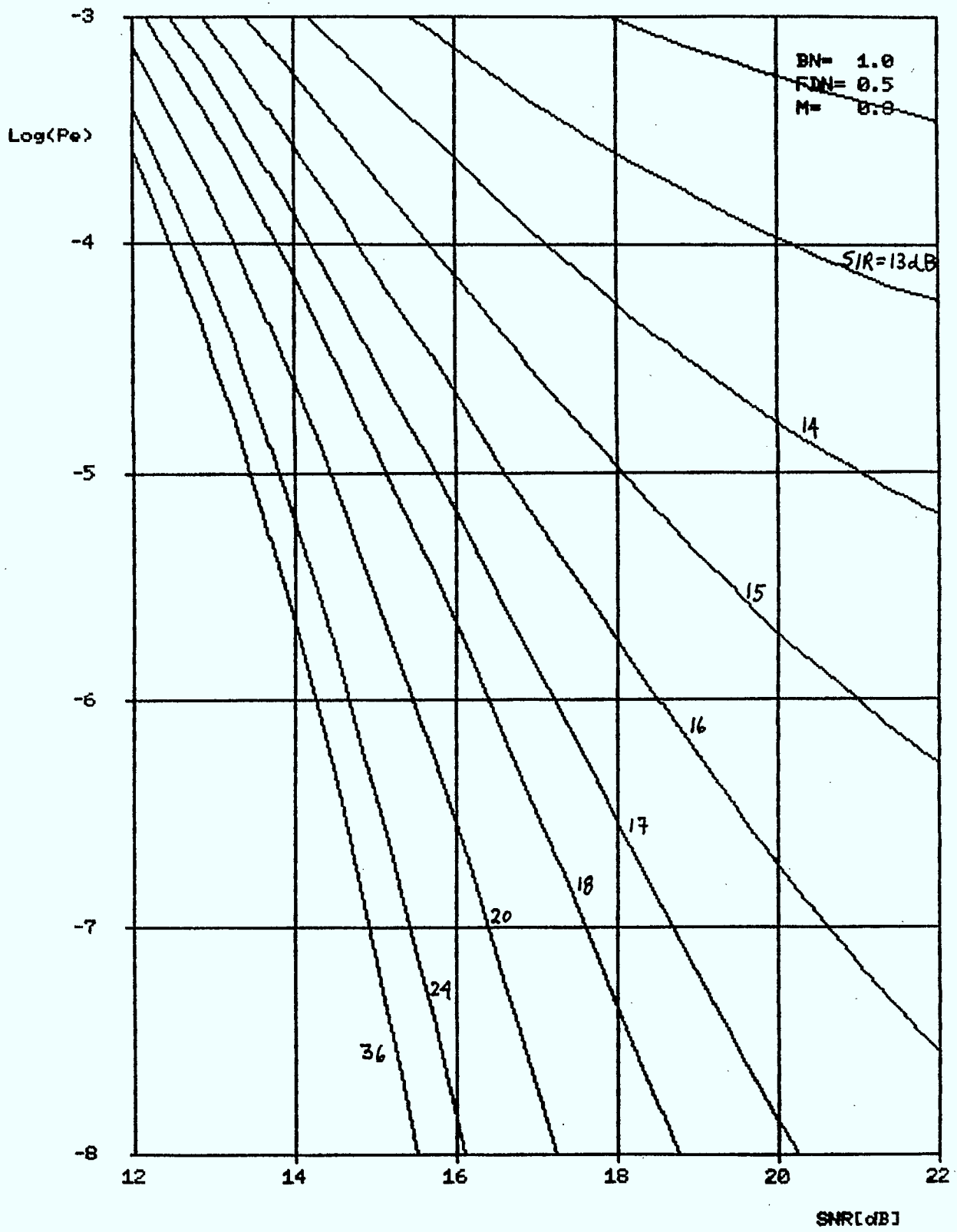
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



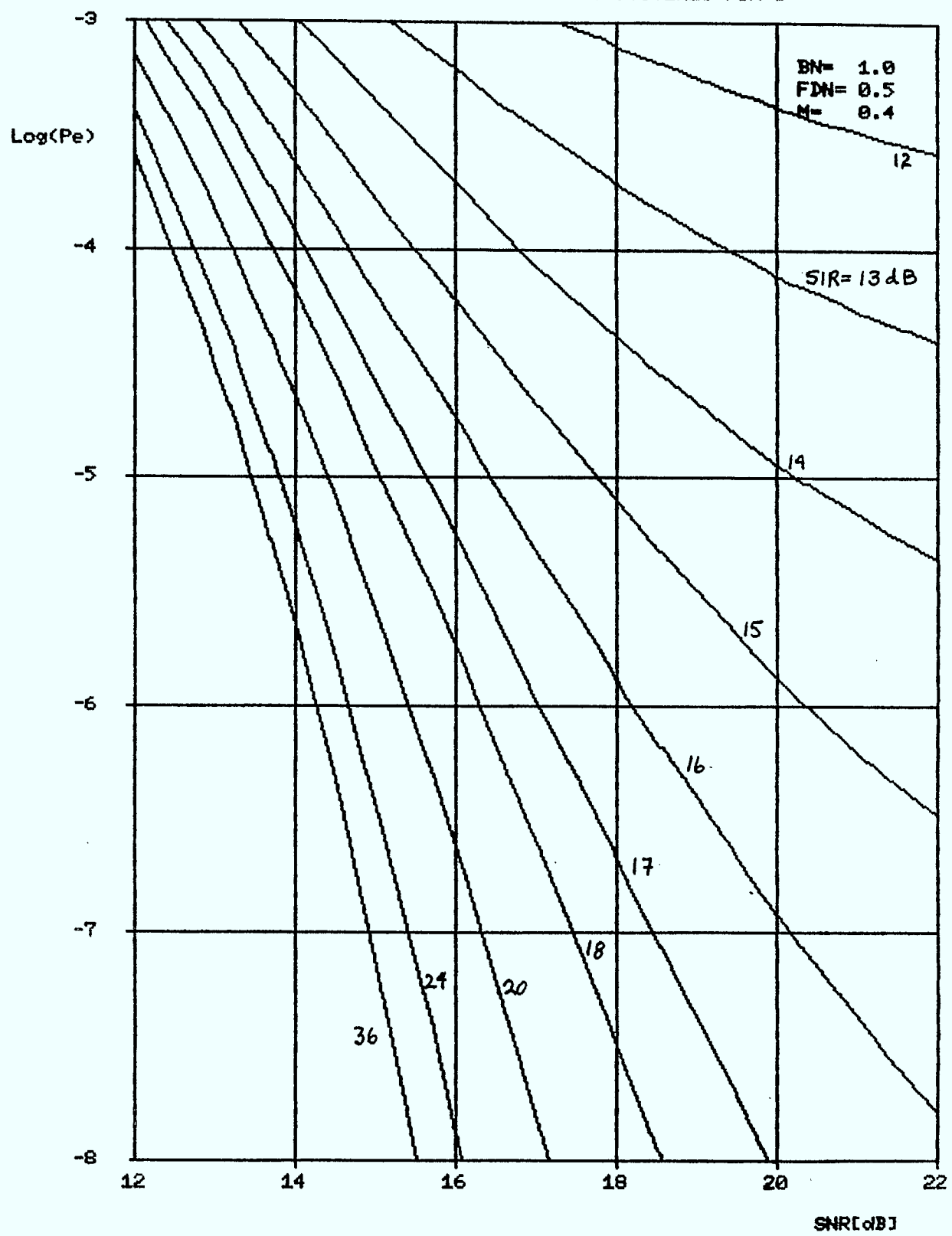
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 8



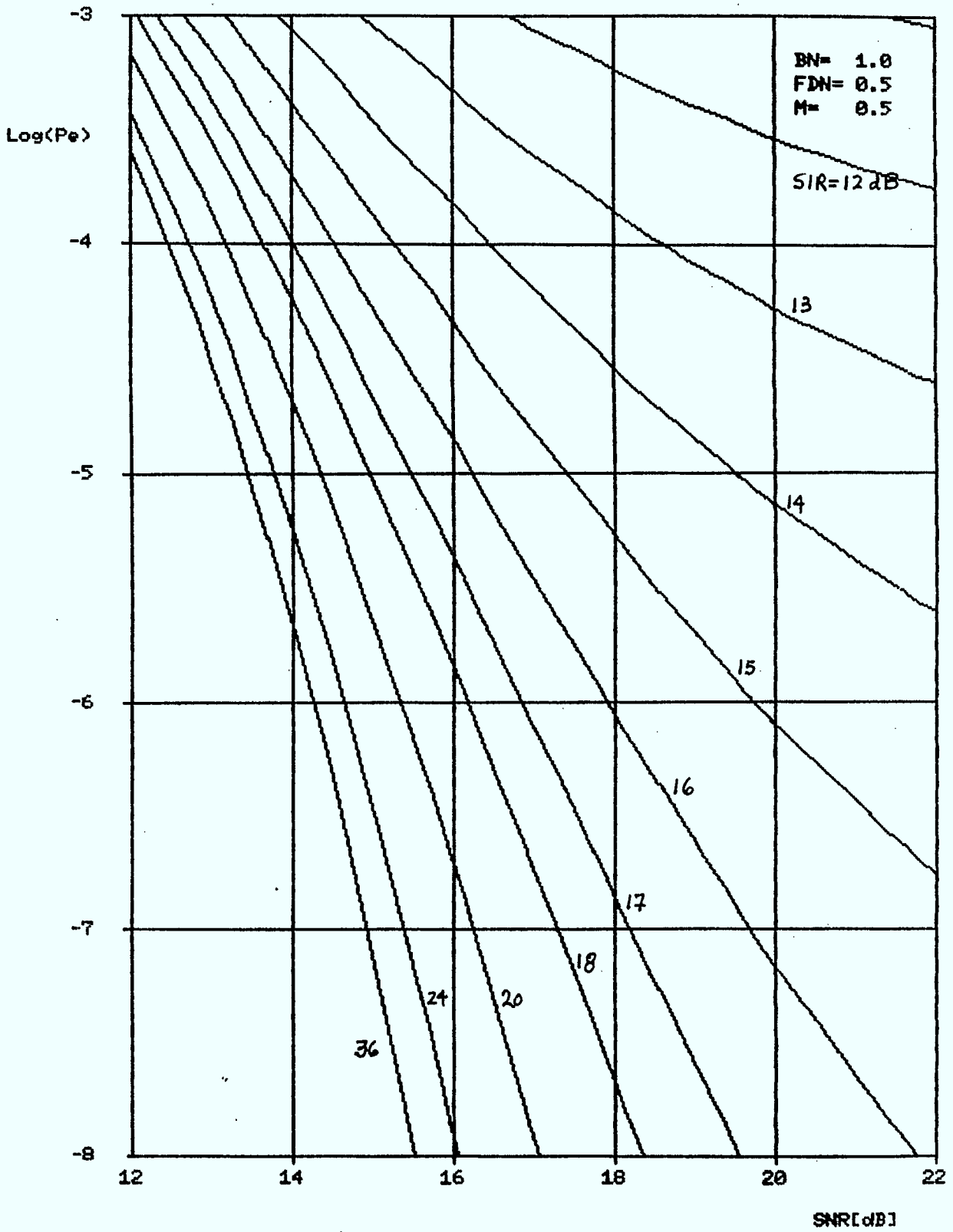
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 8



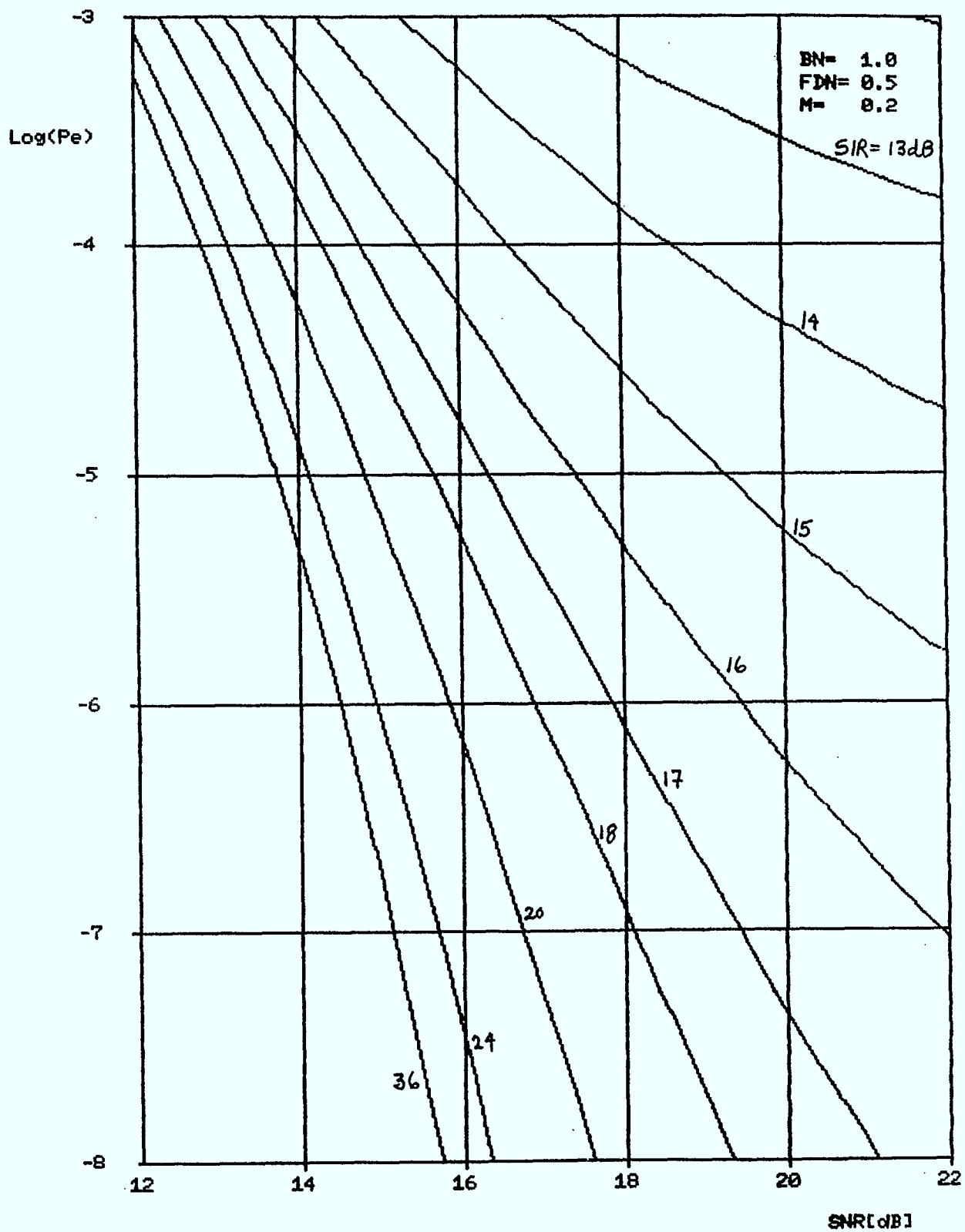
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 8



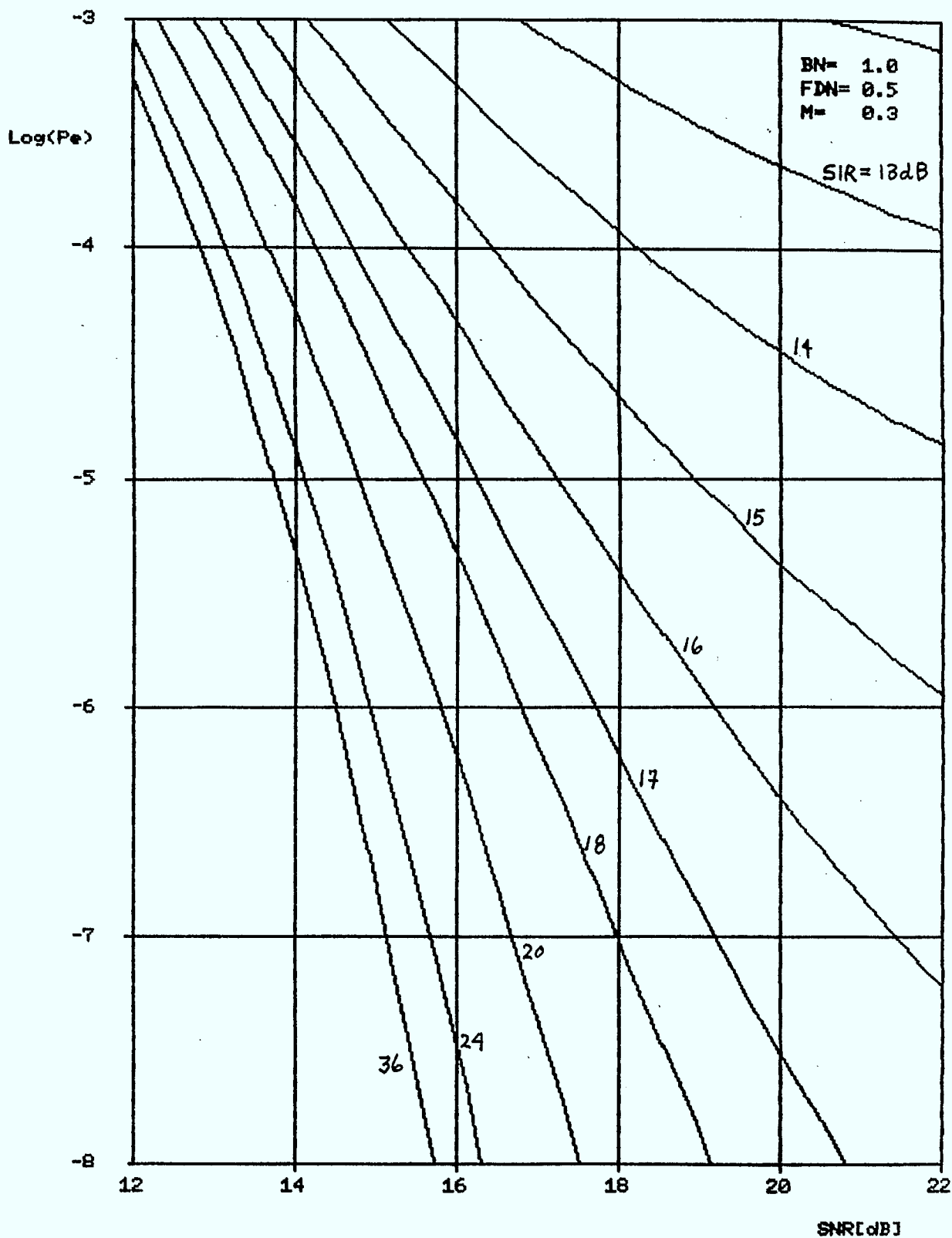
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 8



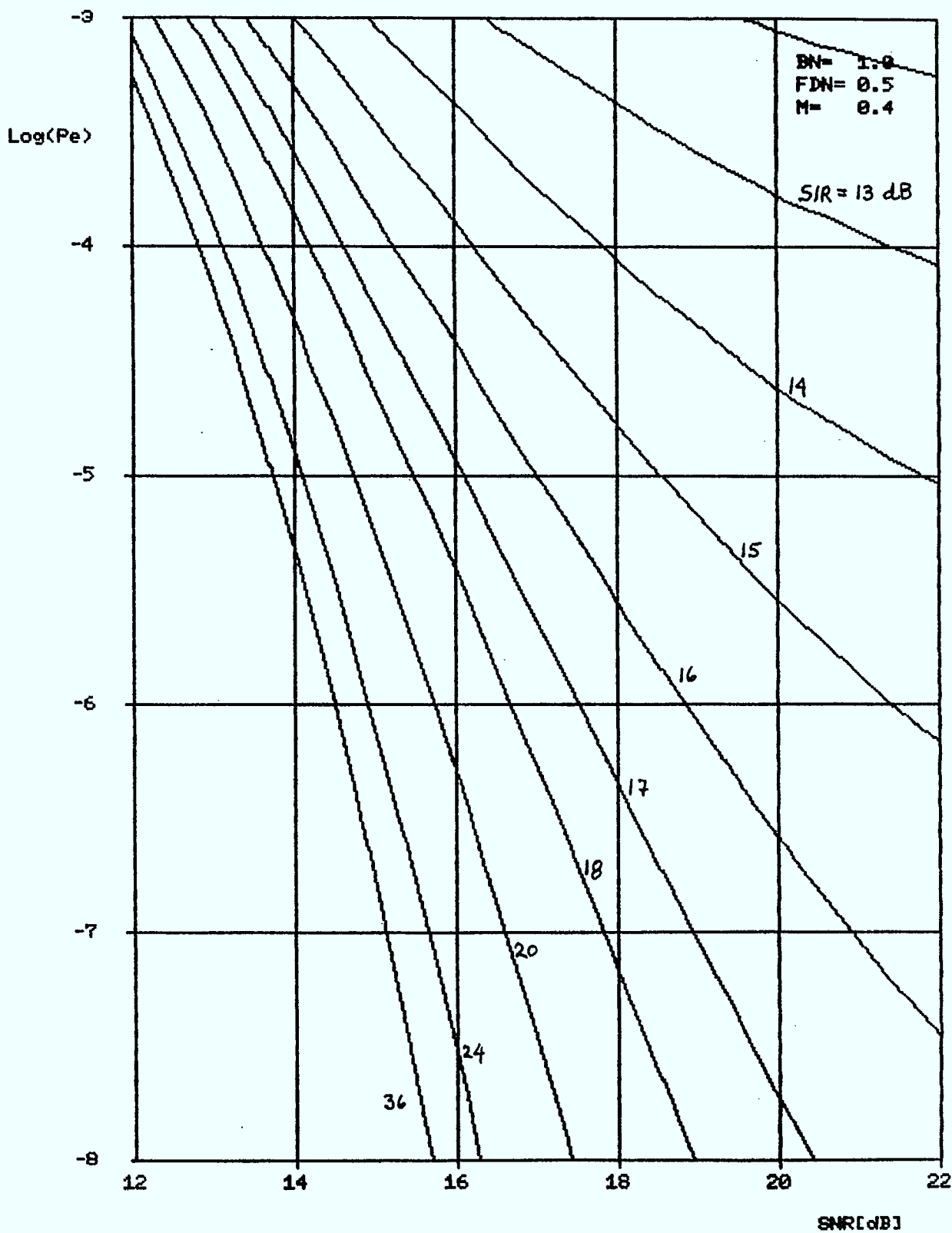
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



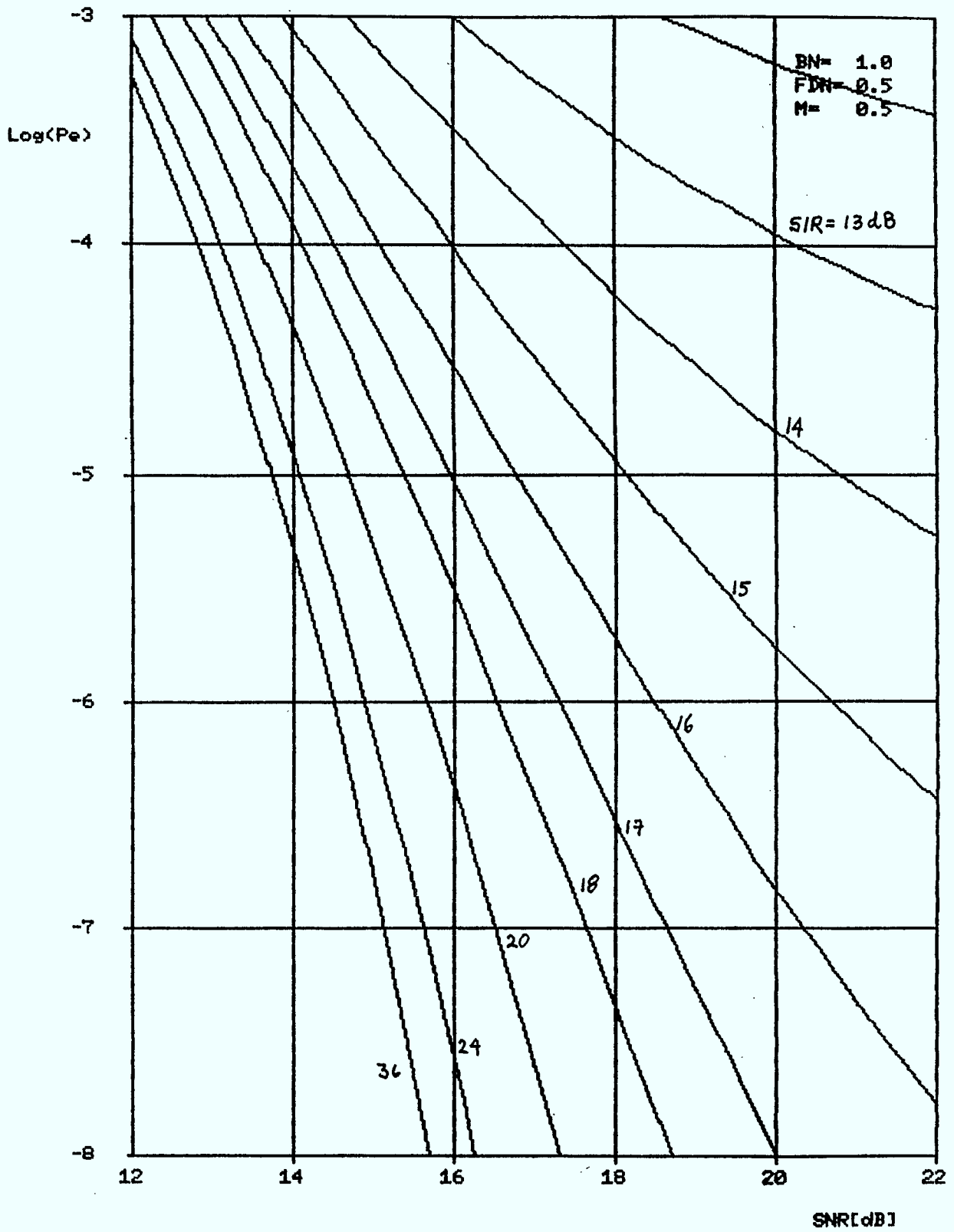
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



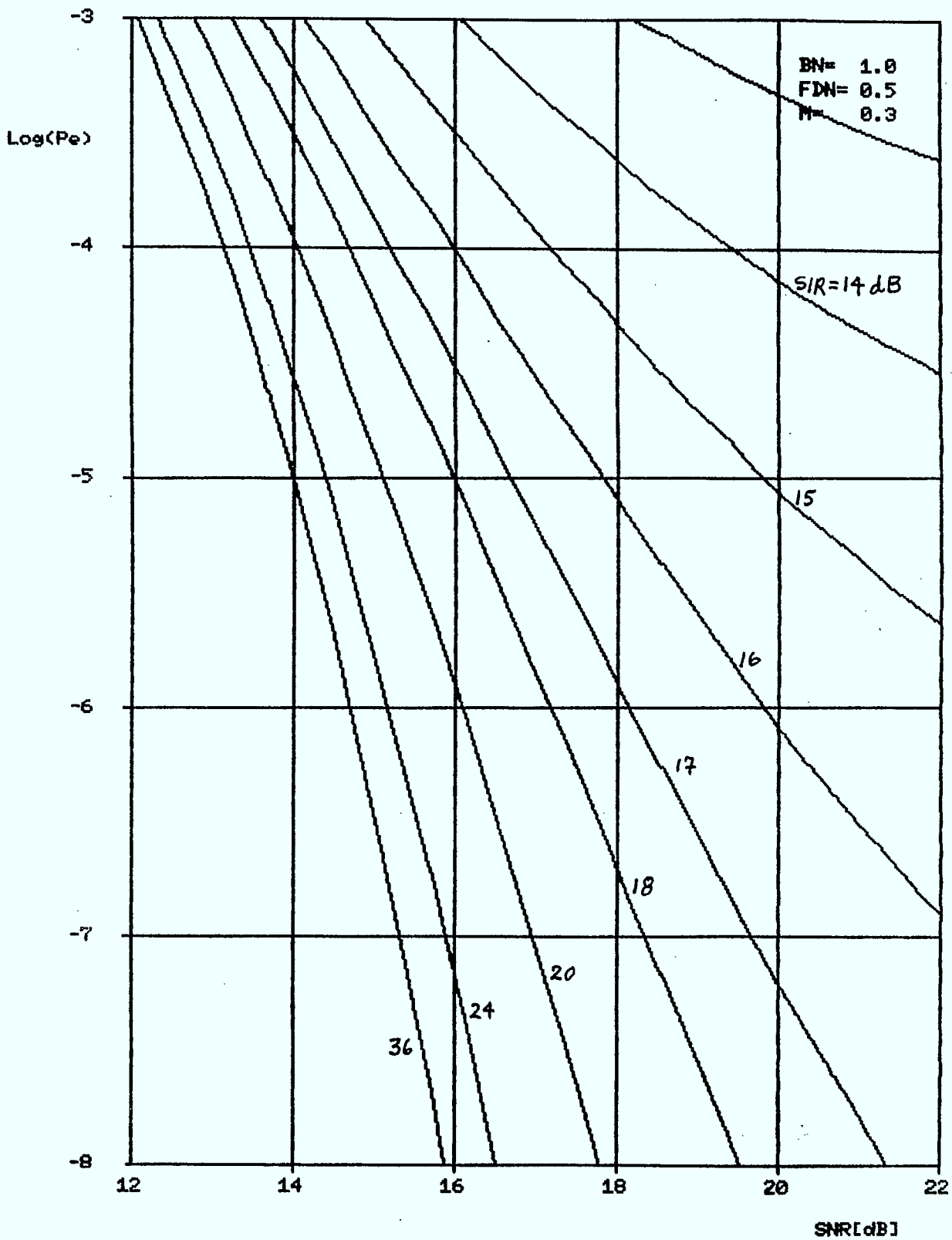
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



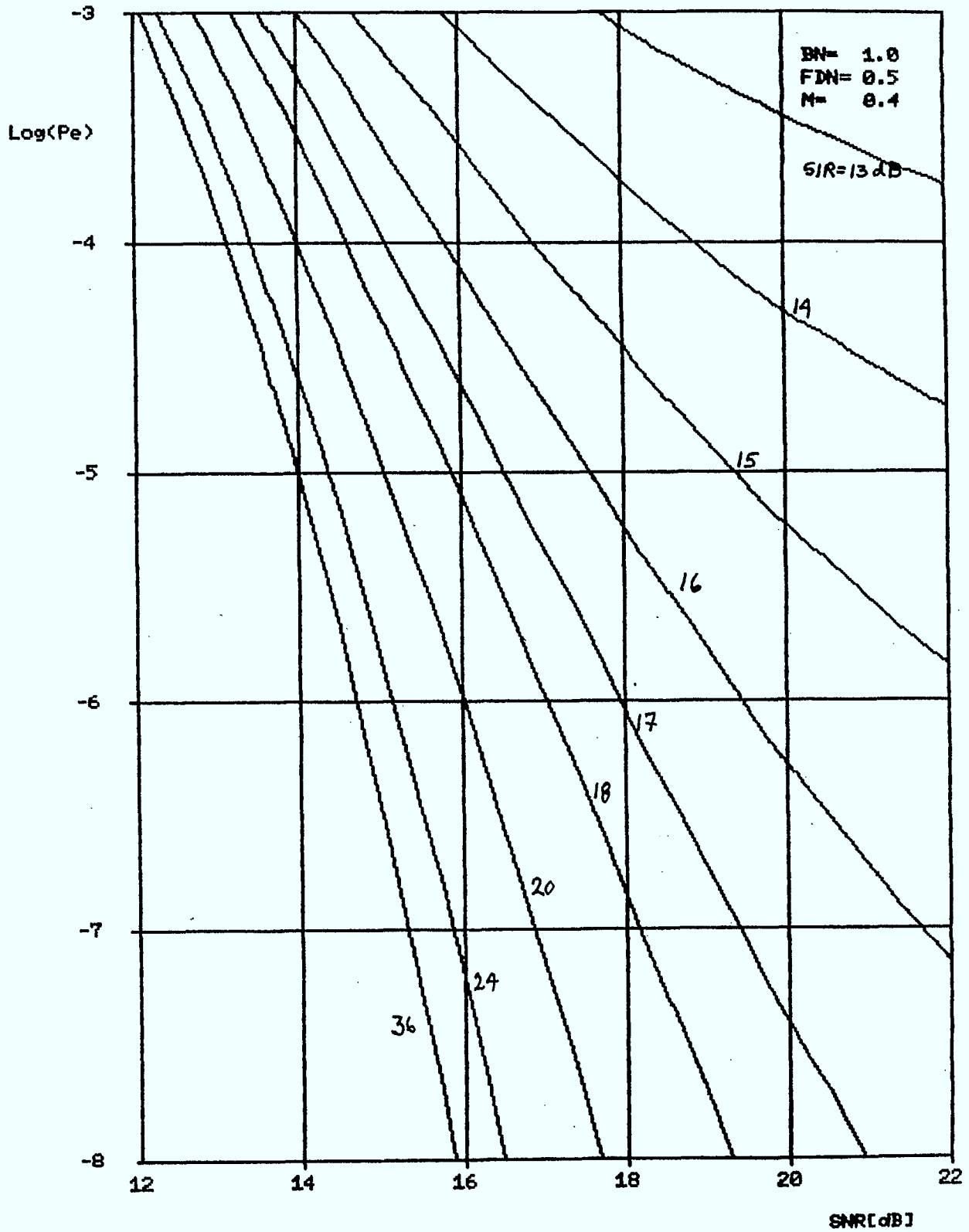
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



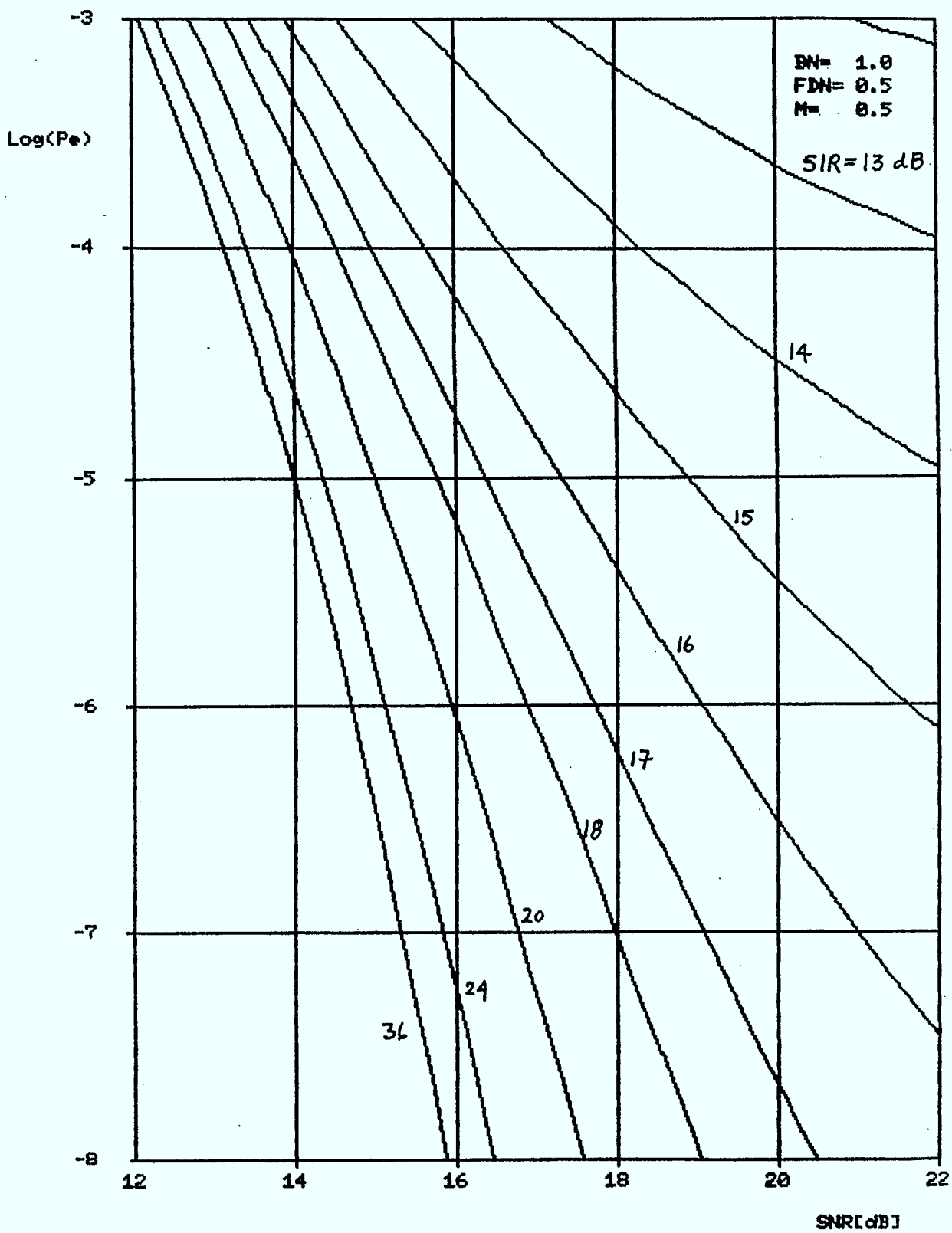
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 32



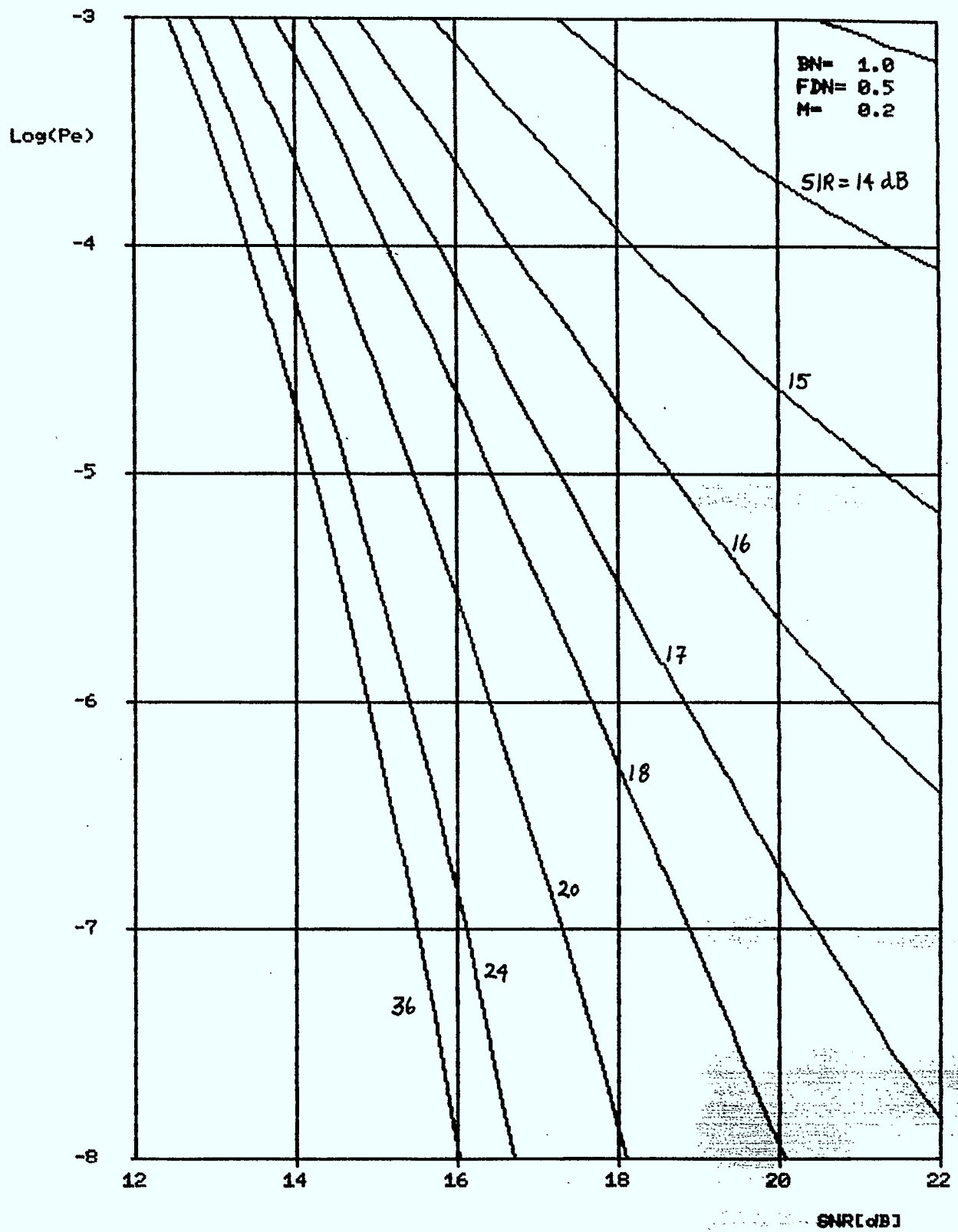
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 32



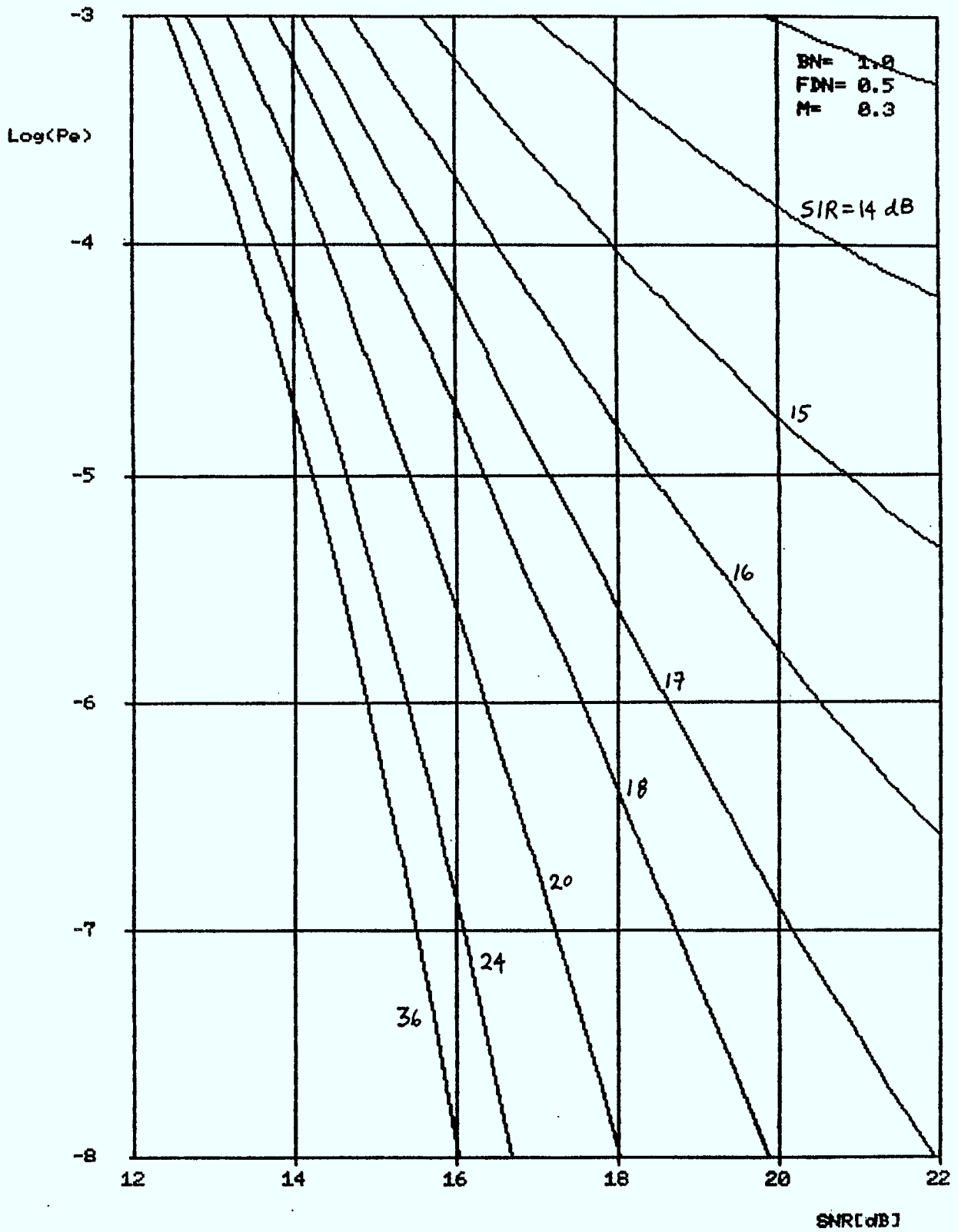
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 32



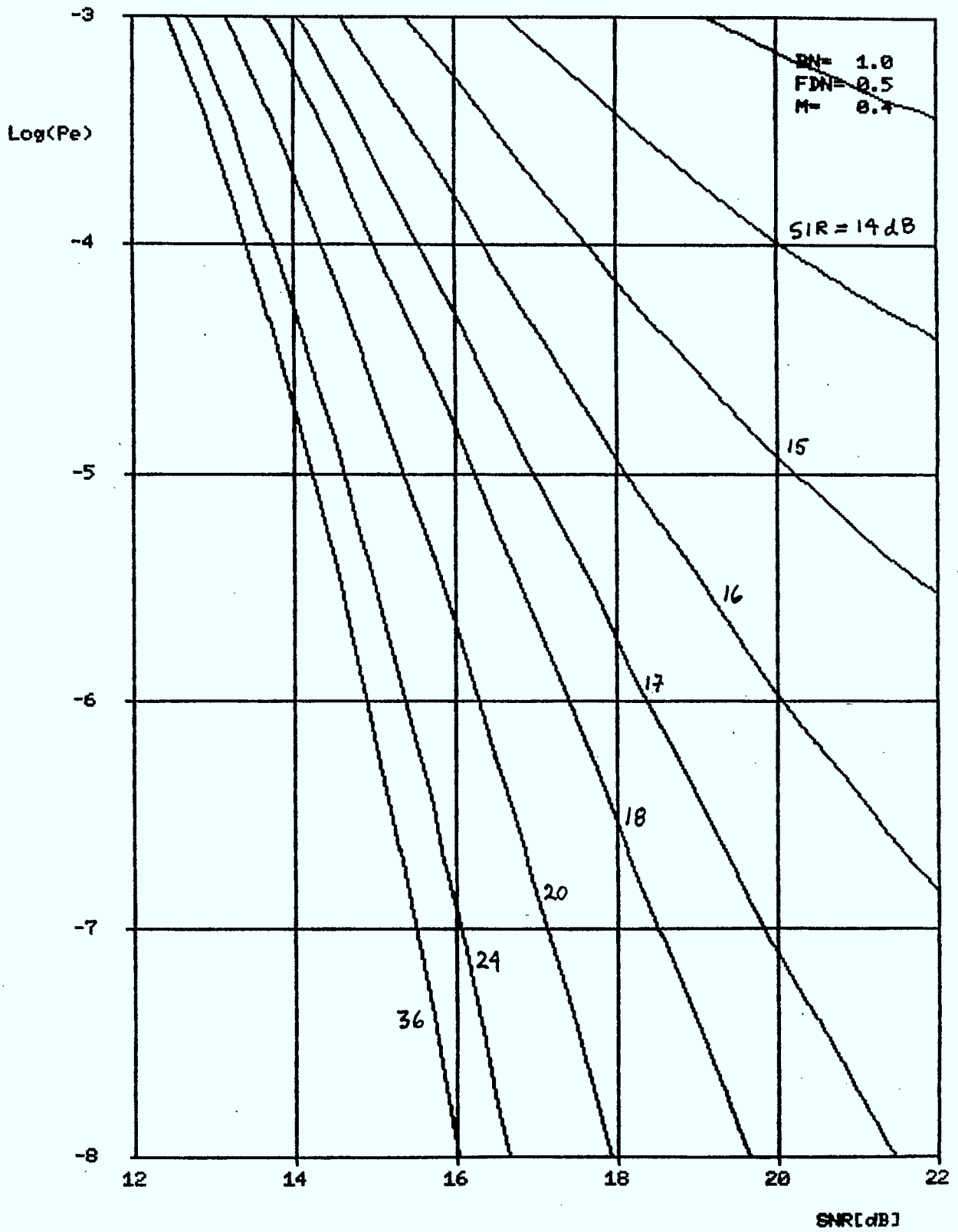
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



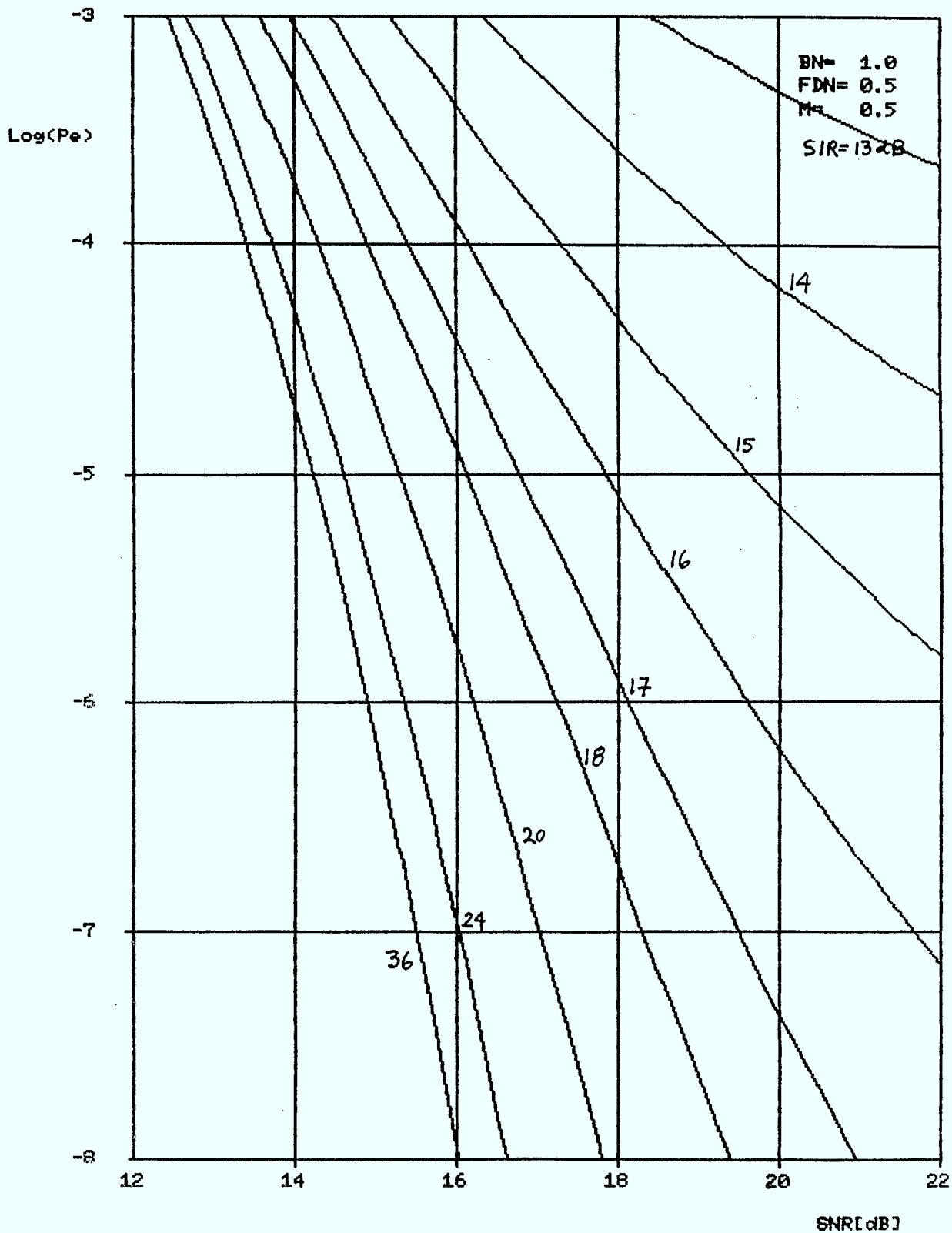
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



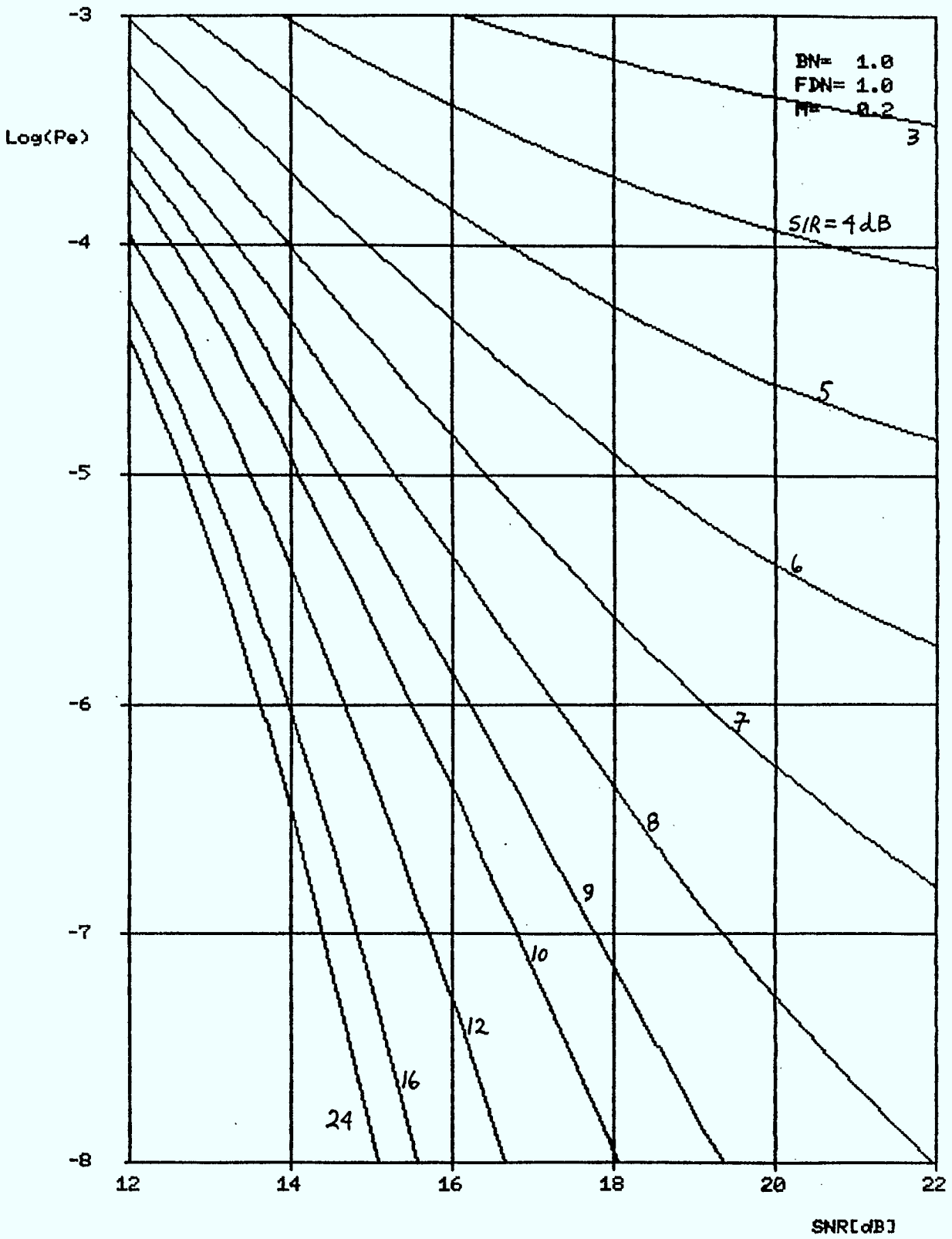
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



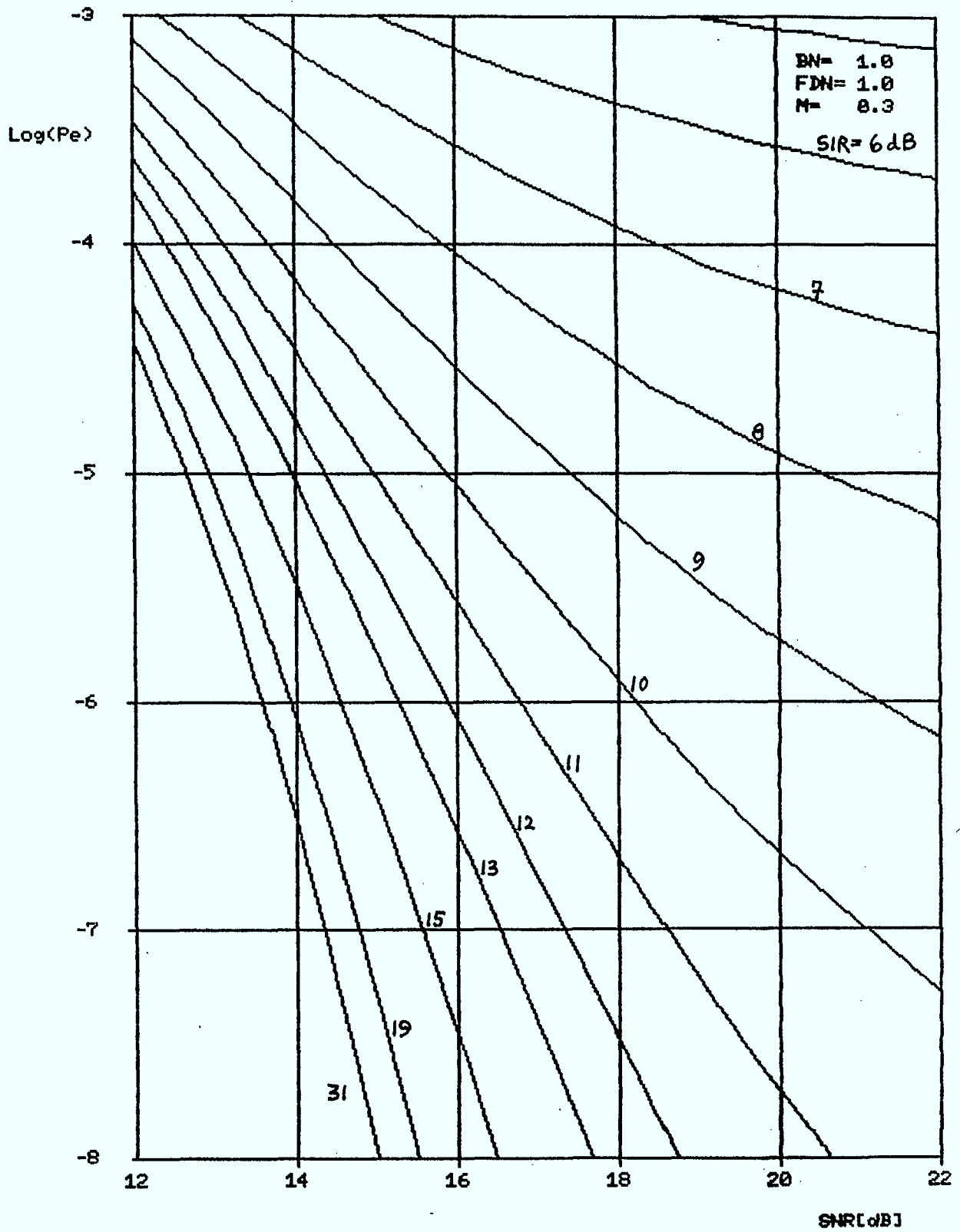
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



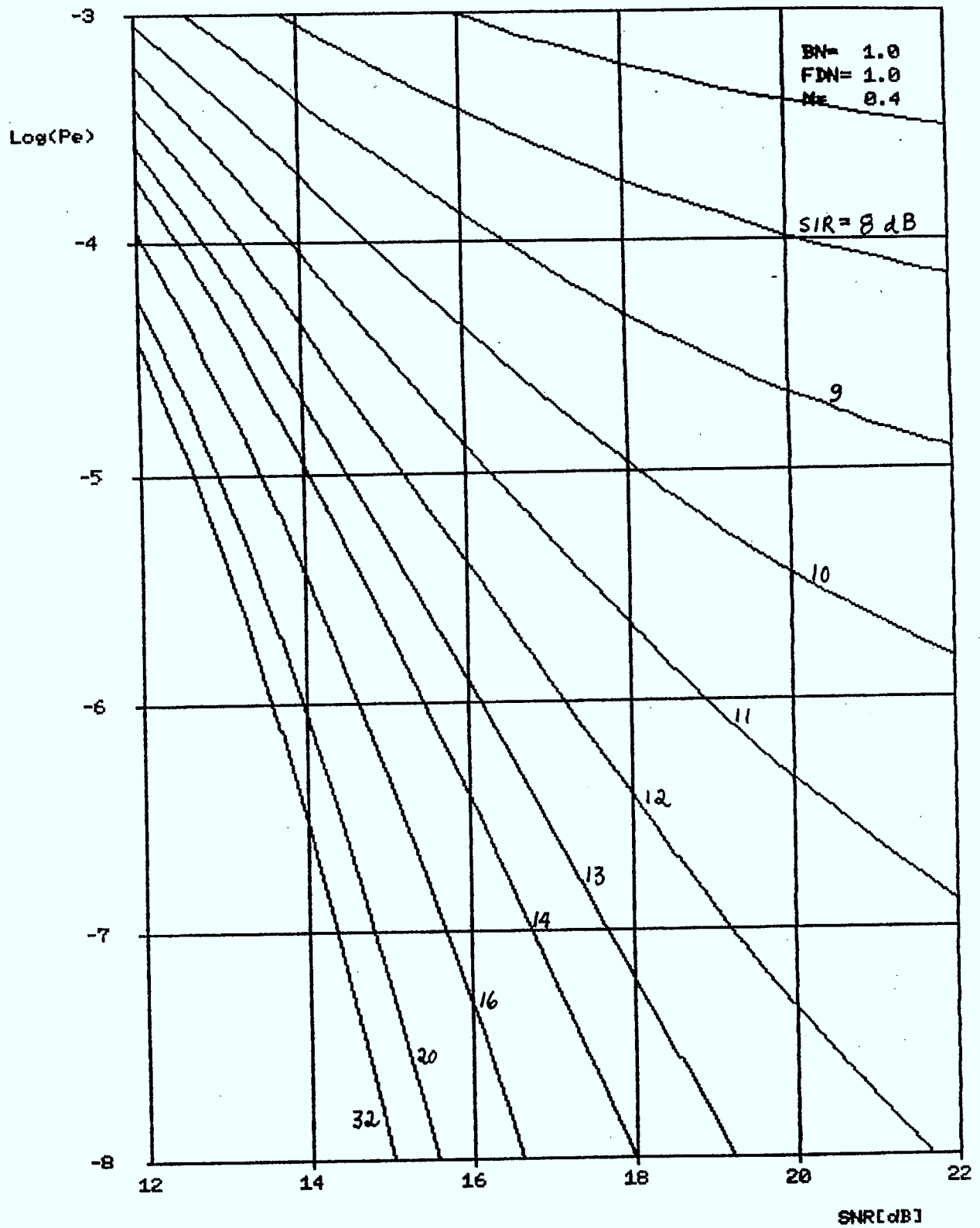
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



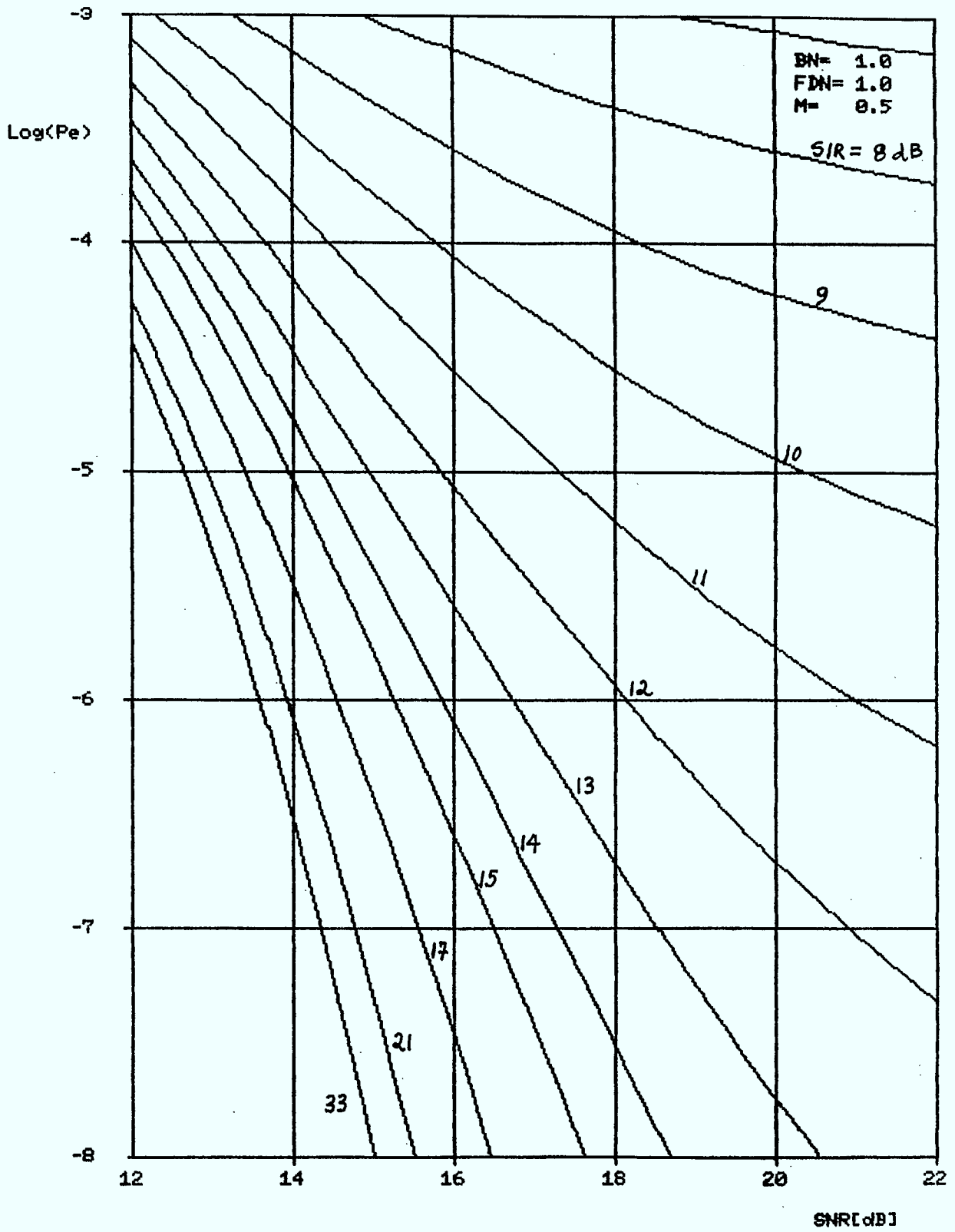
INTERFERENCE FDM-FM DANG SYSTEMES FGK 2



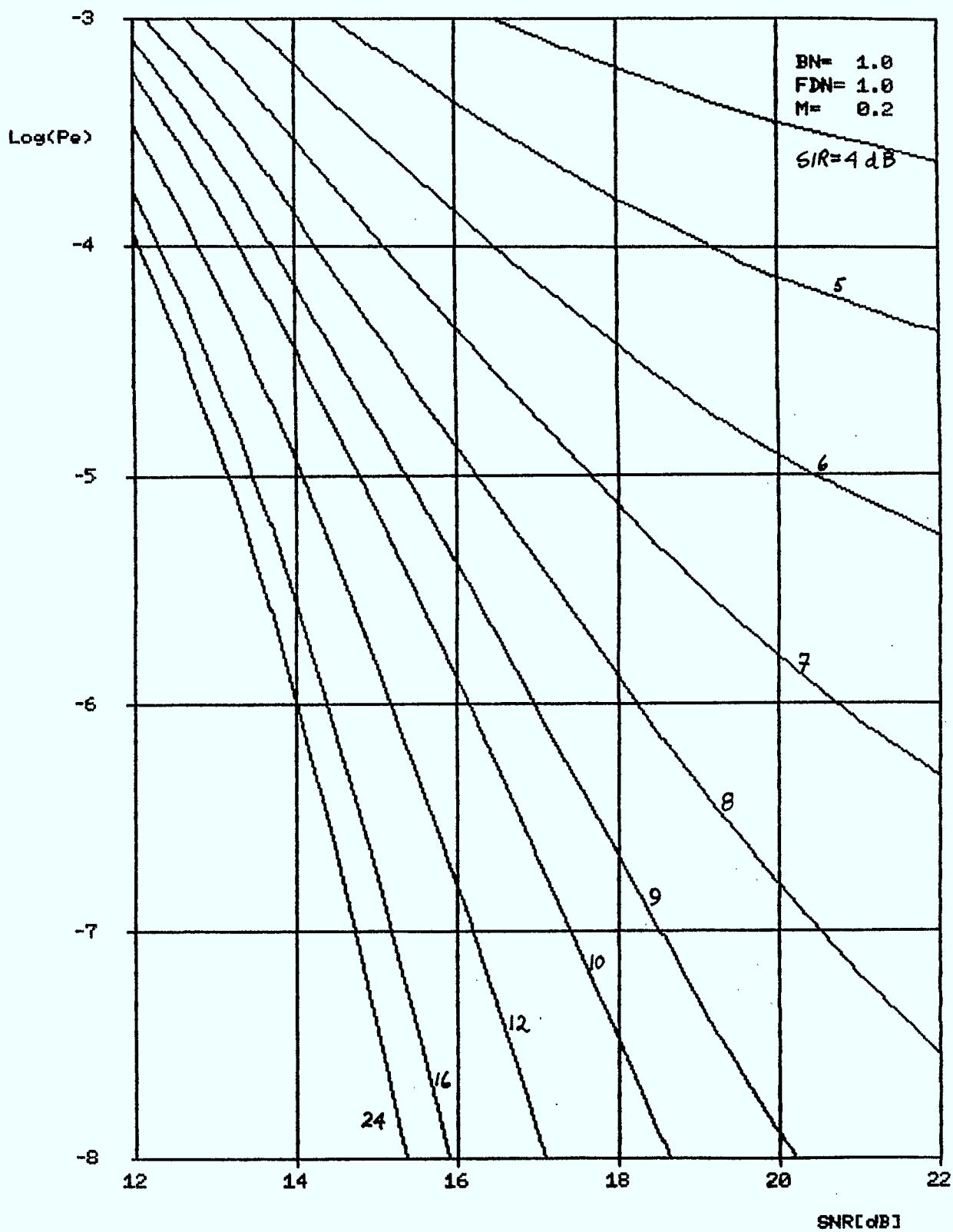
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



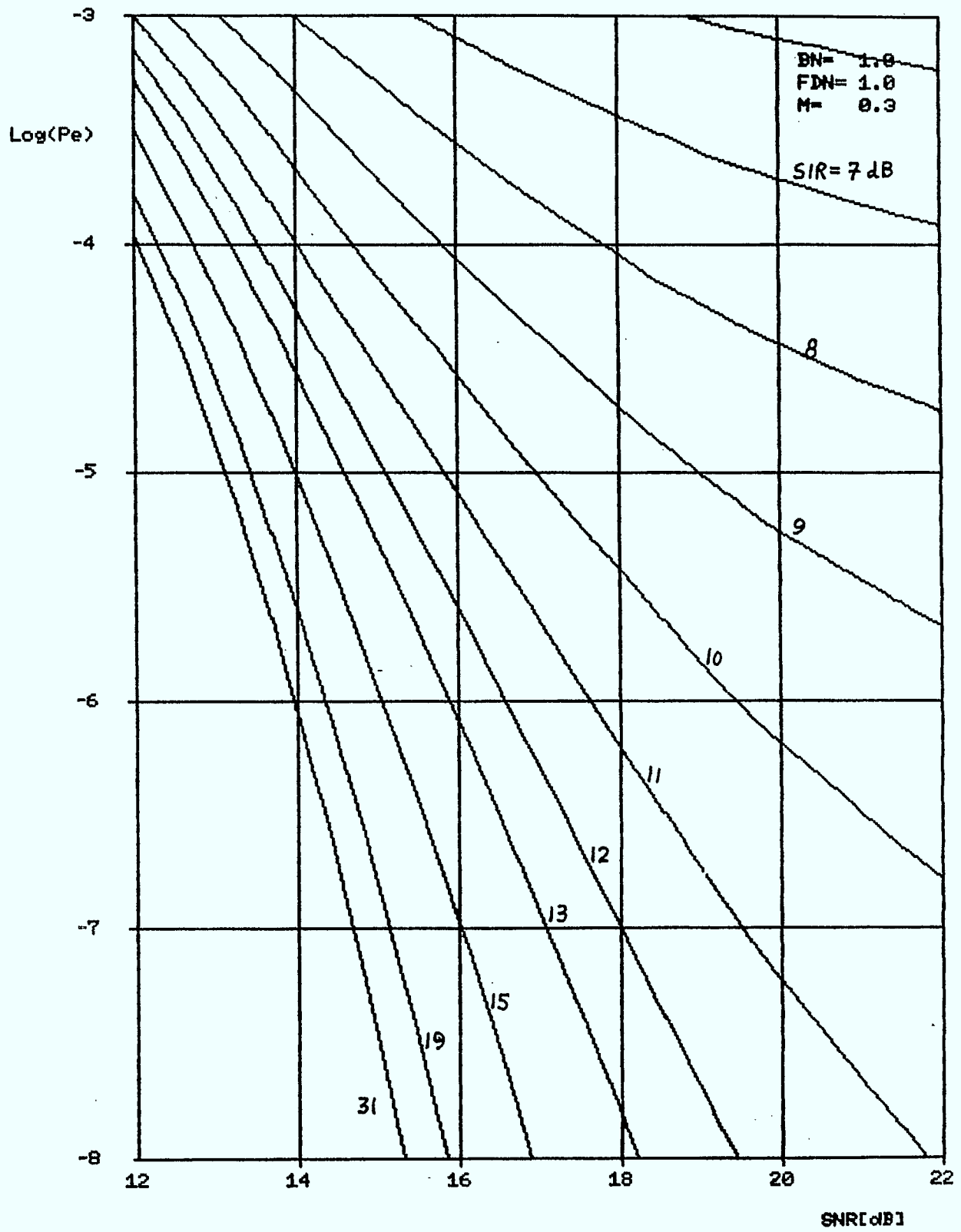
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



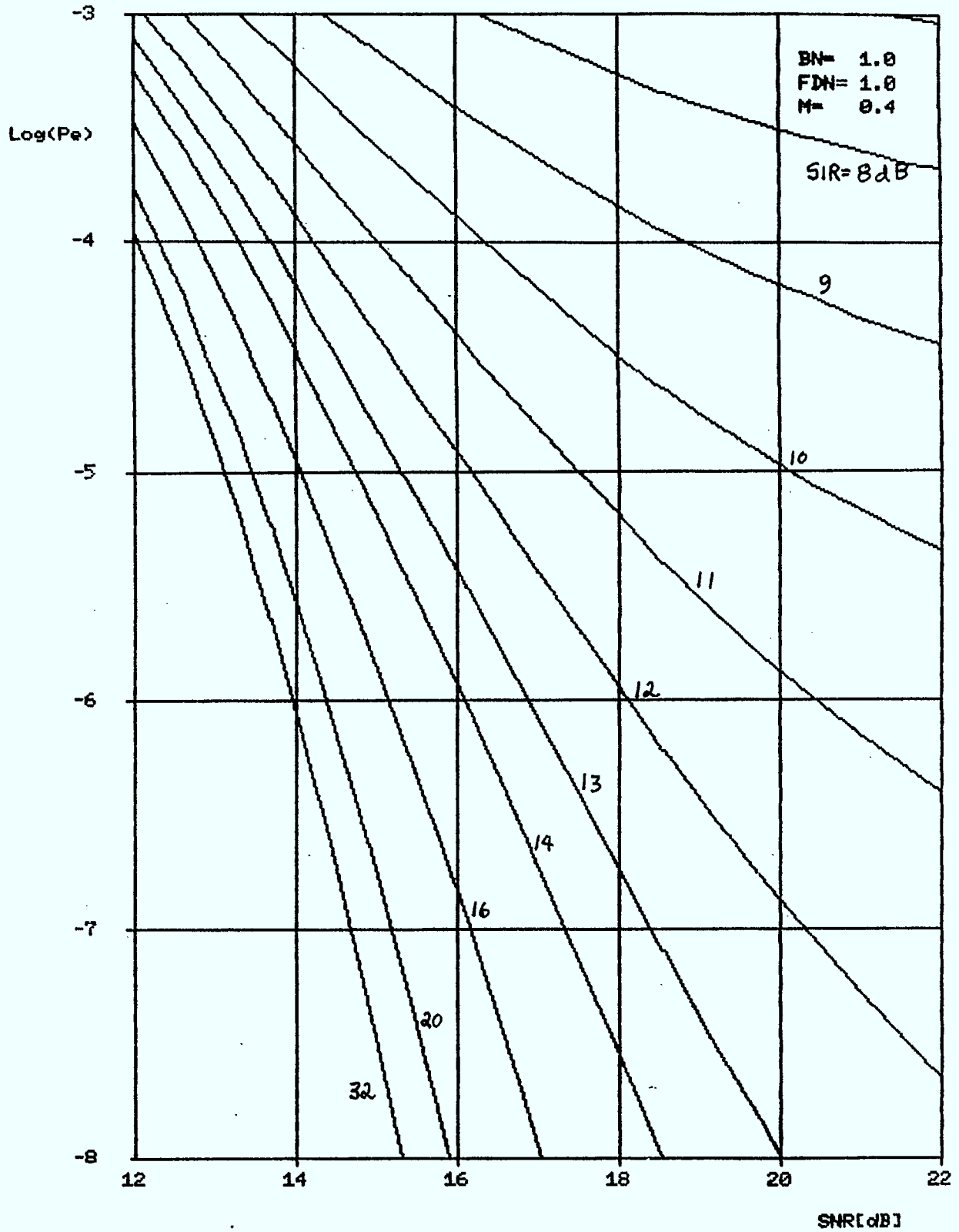
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



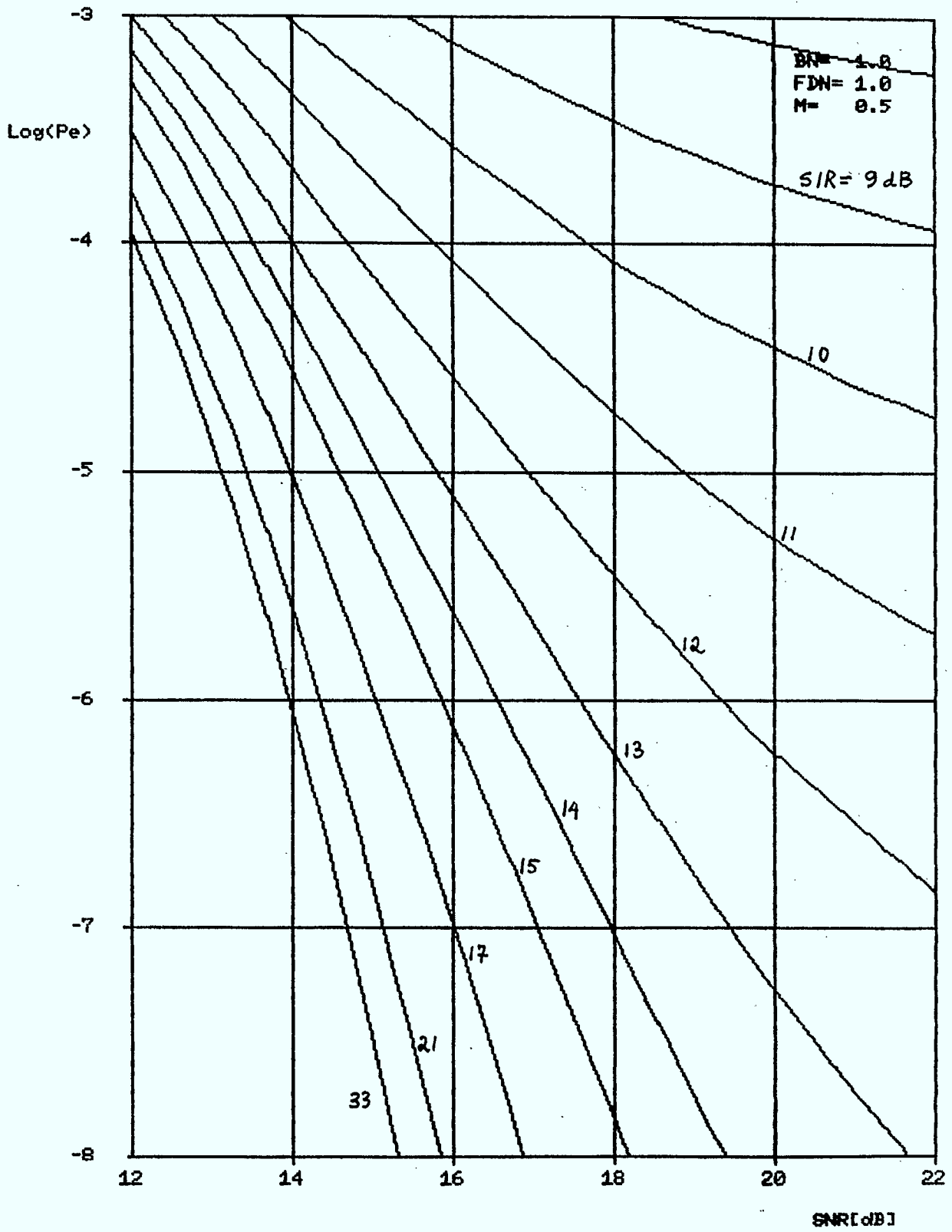
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



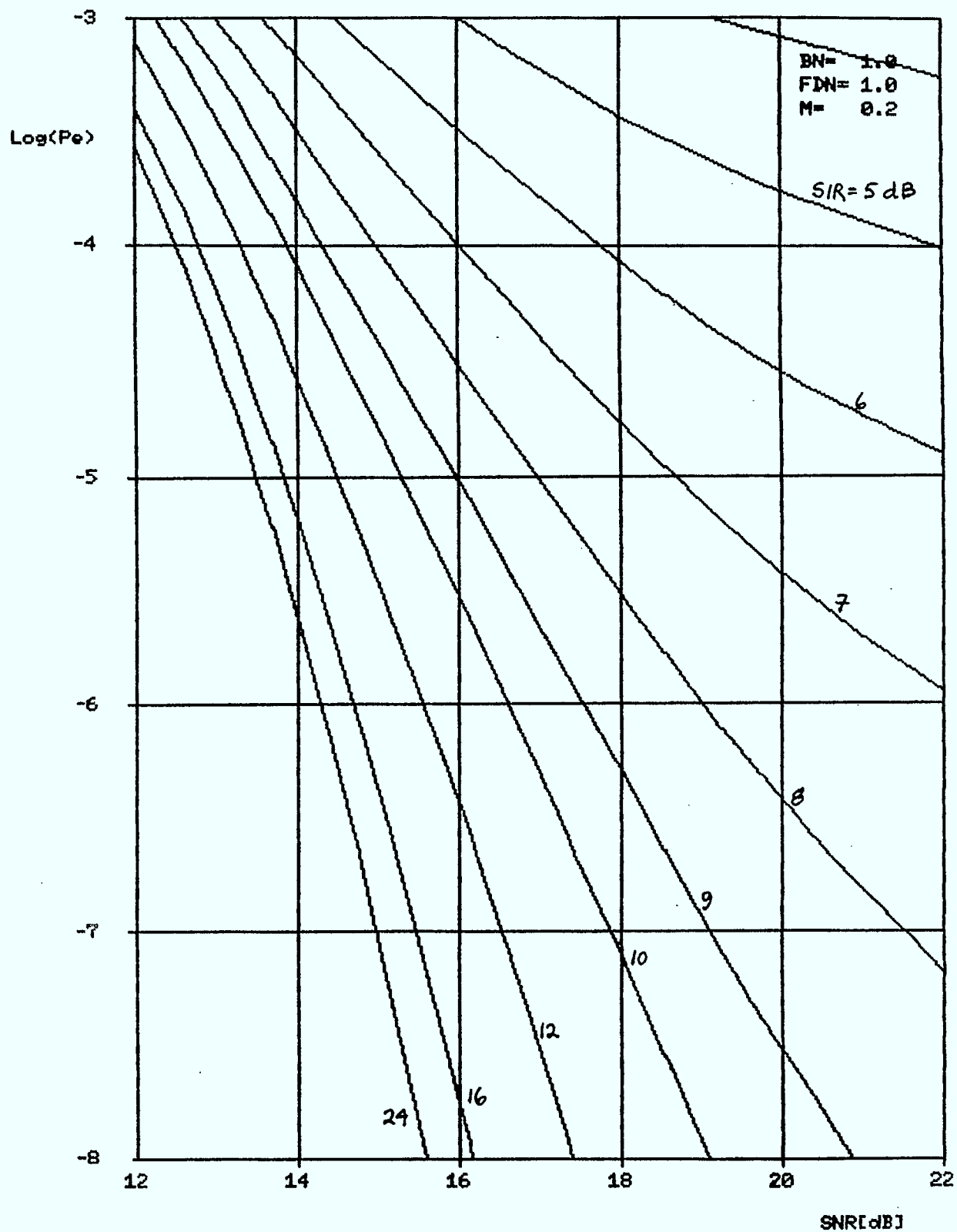
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



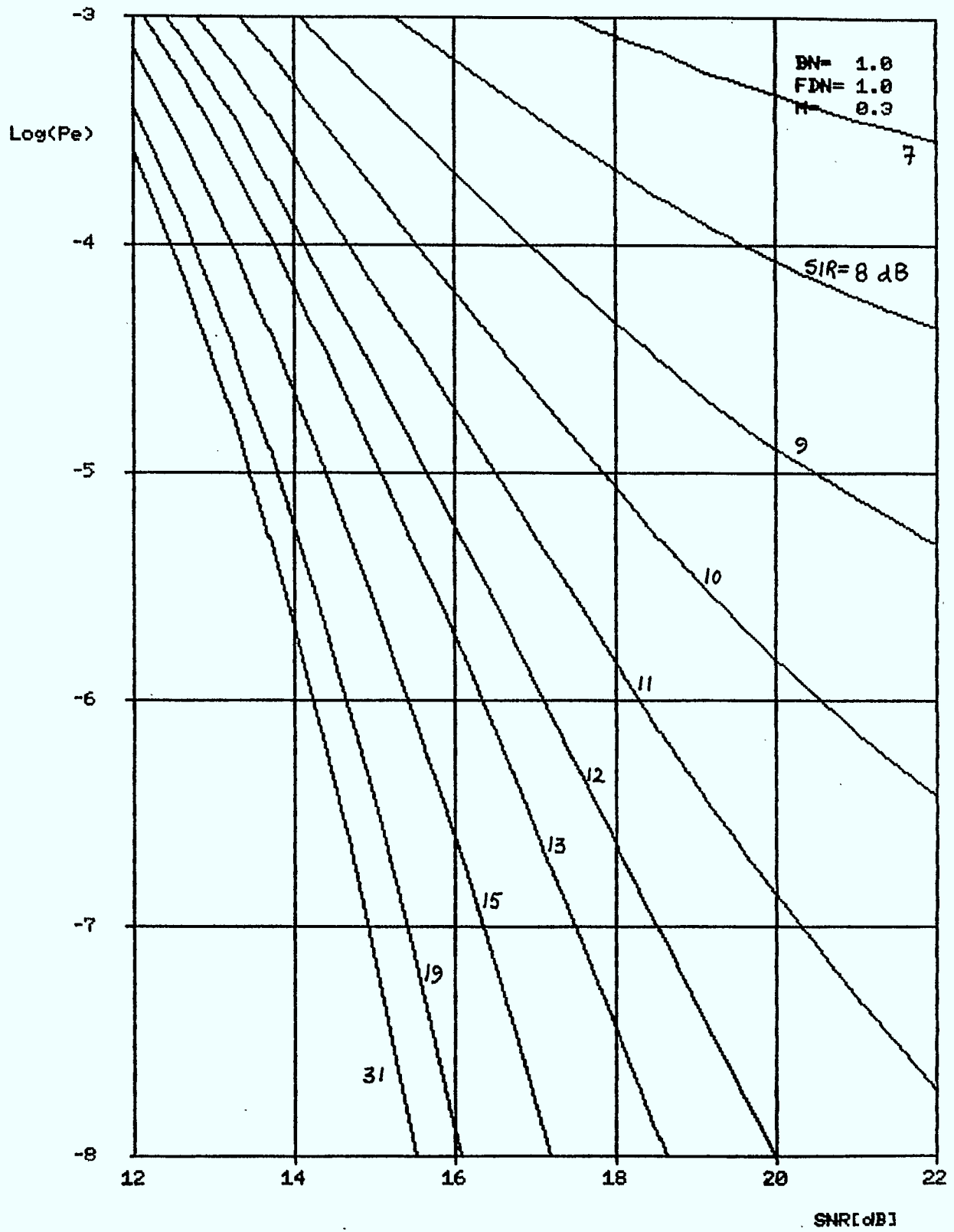
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



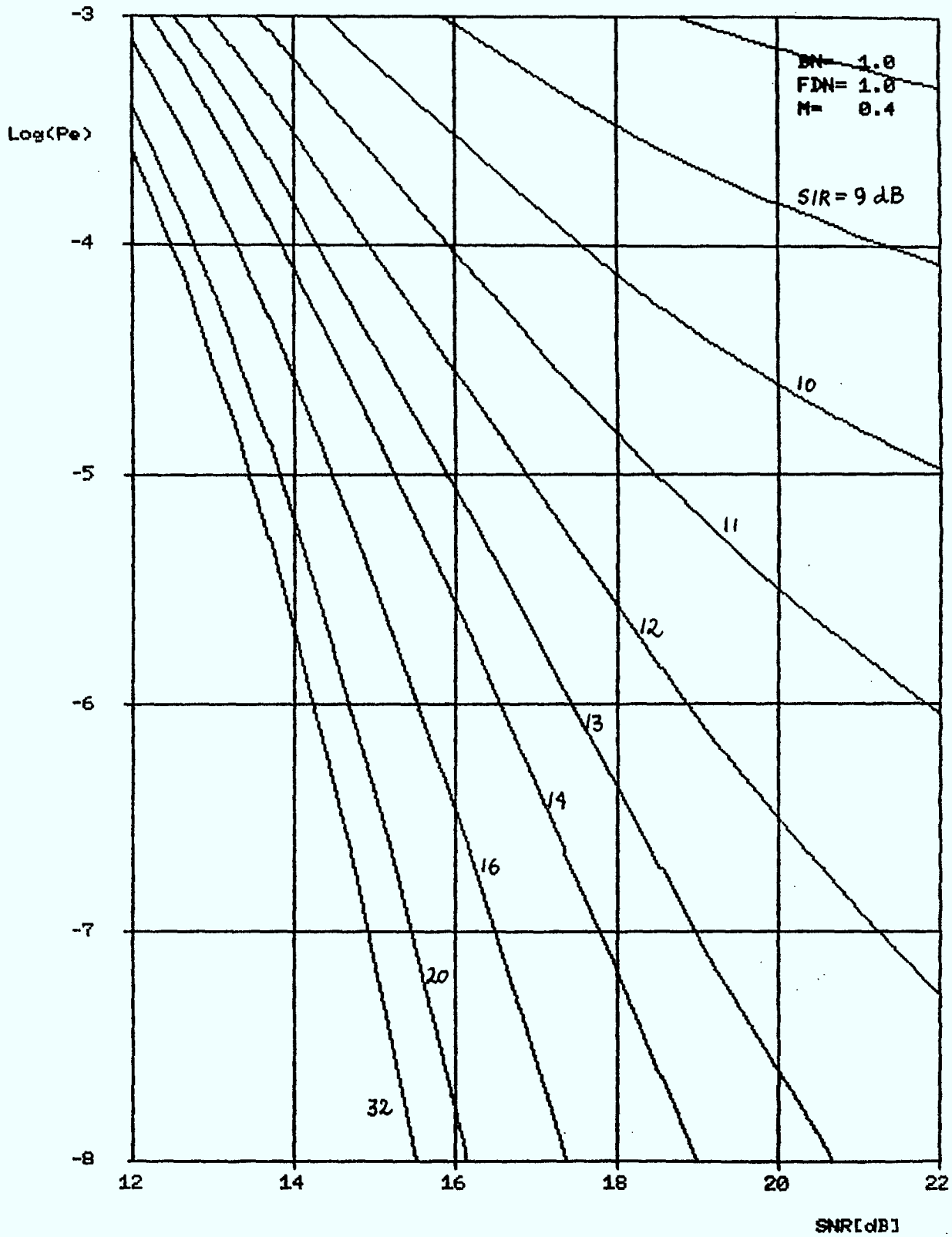
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 8



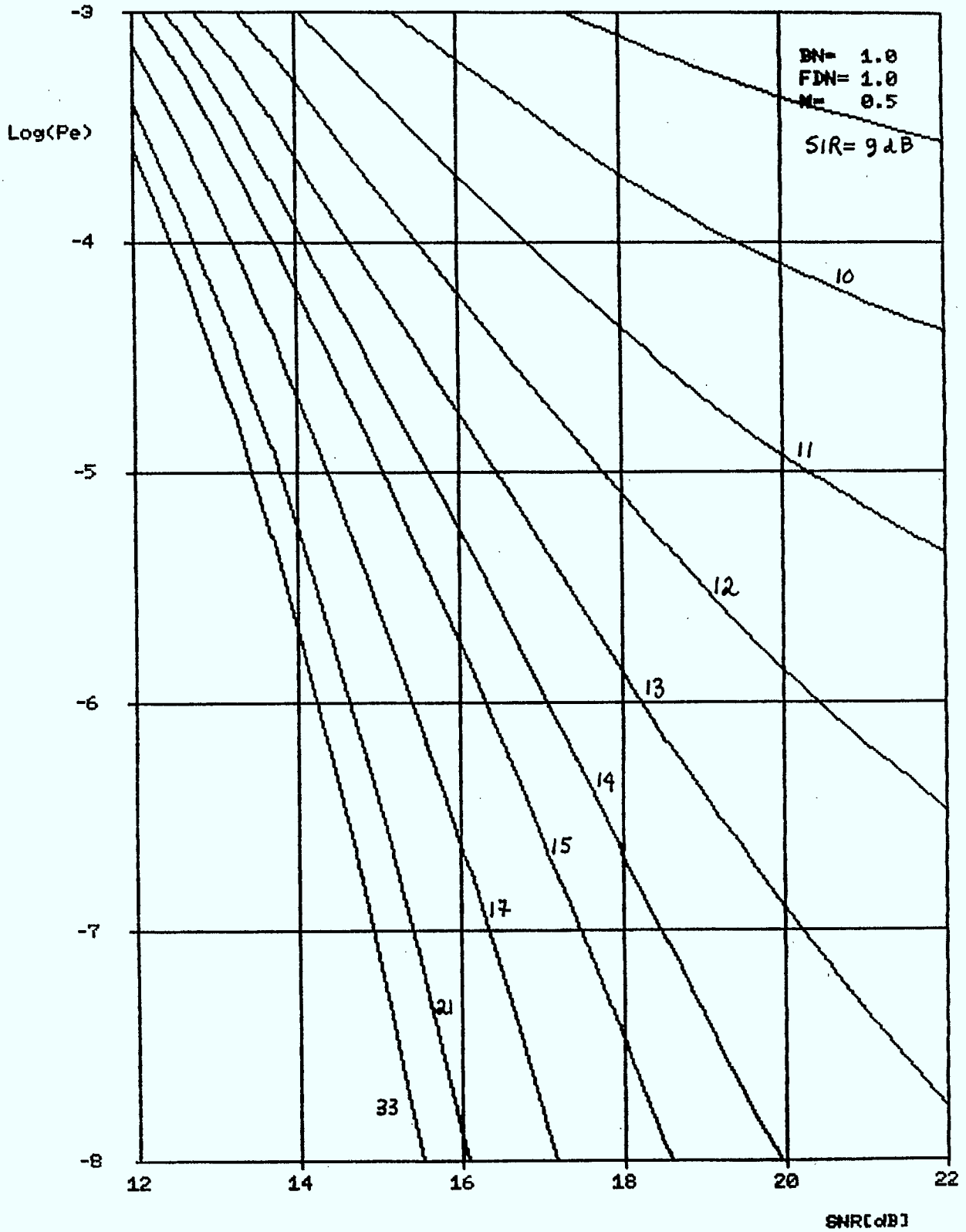
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 0



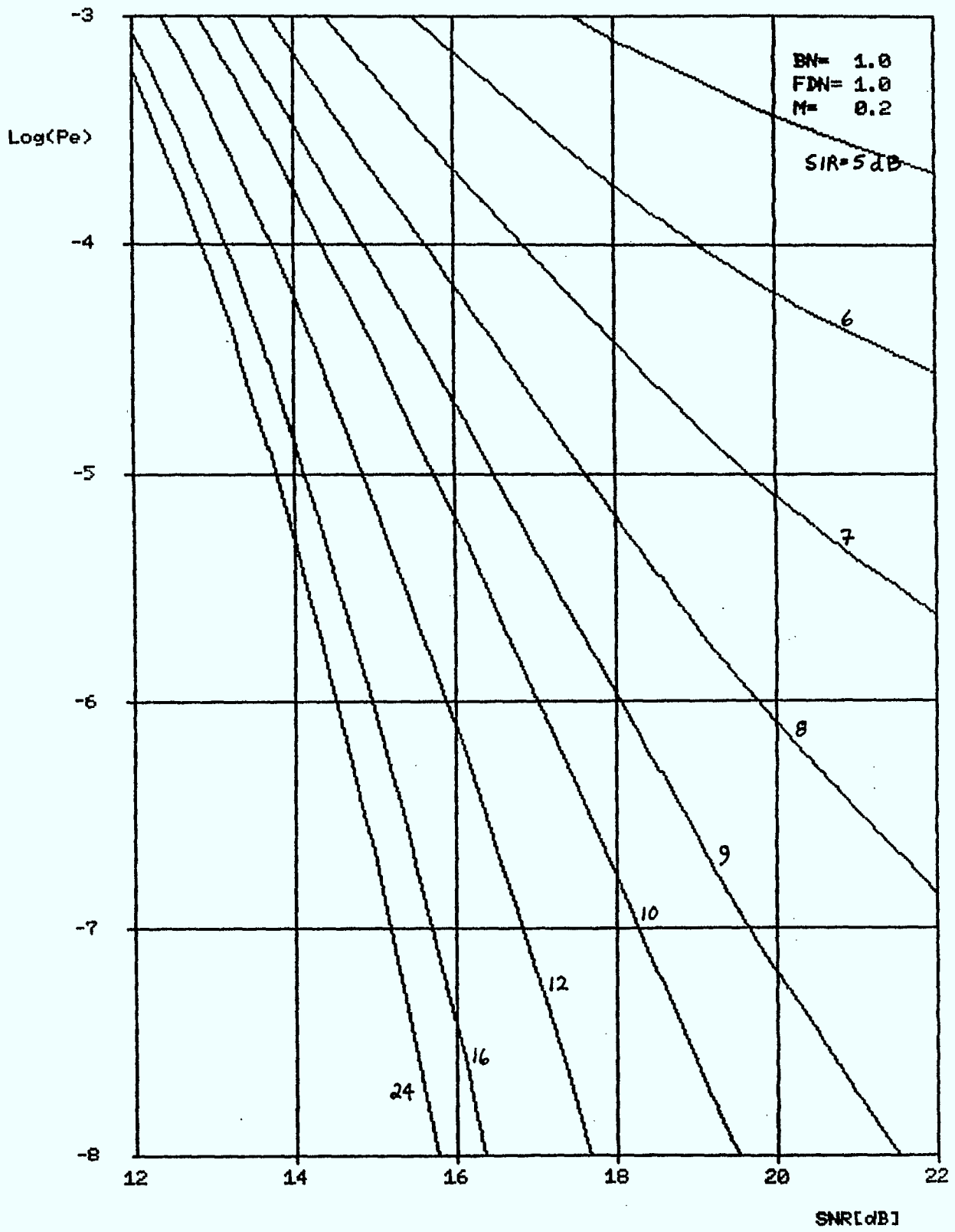
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 8



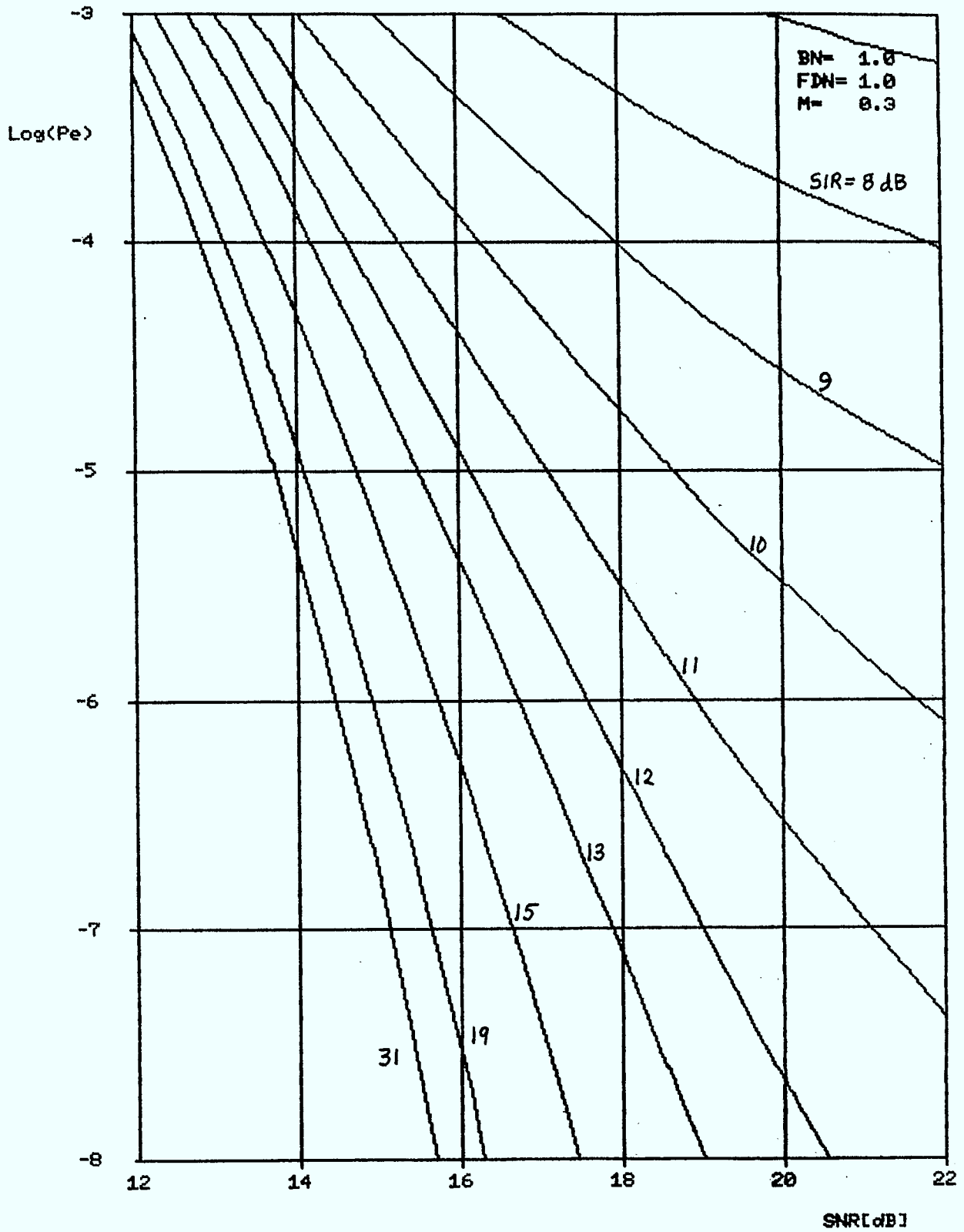
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 0



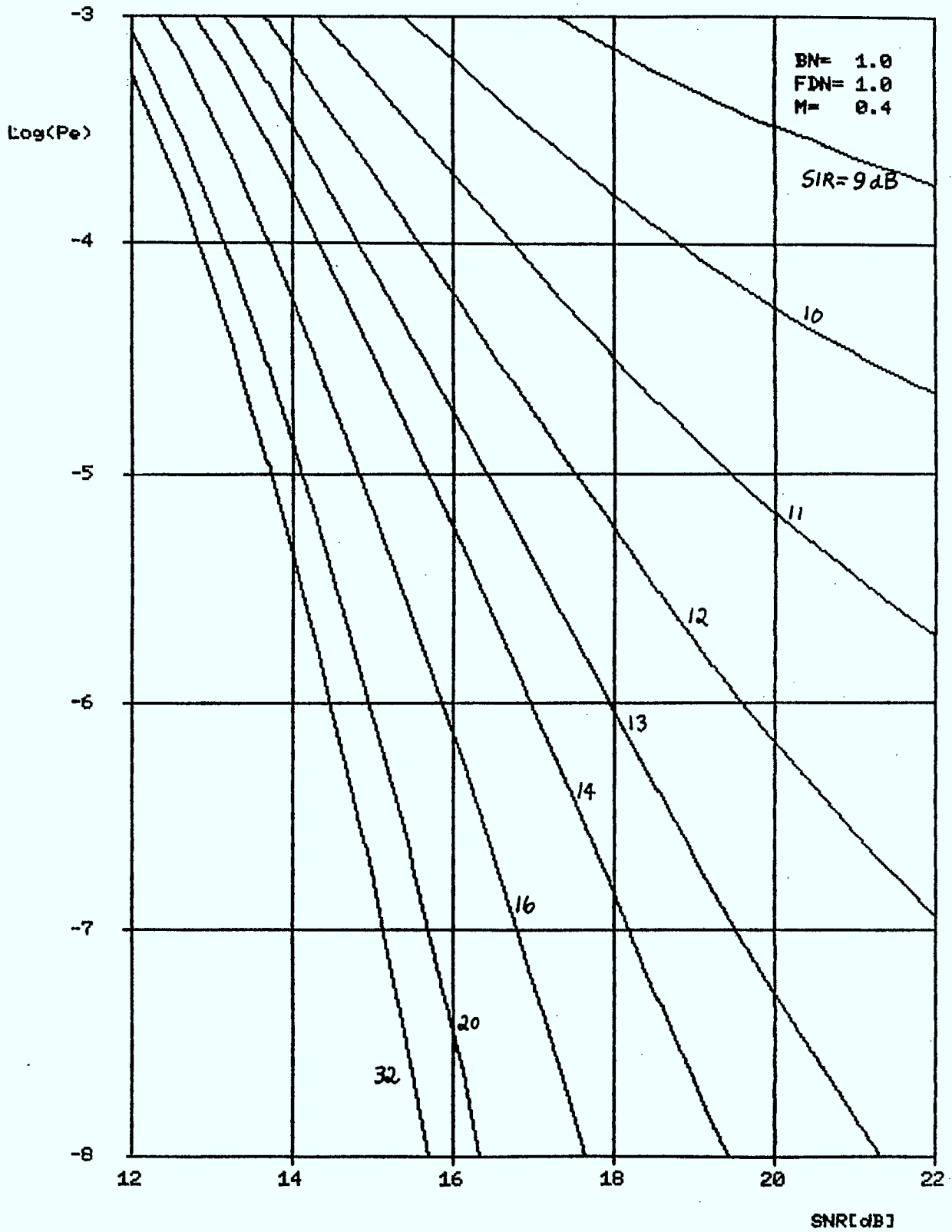
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



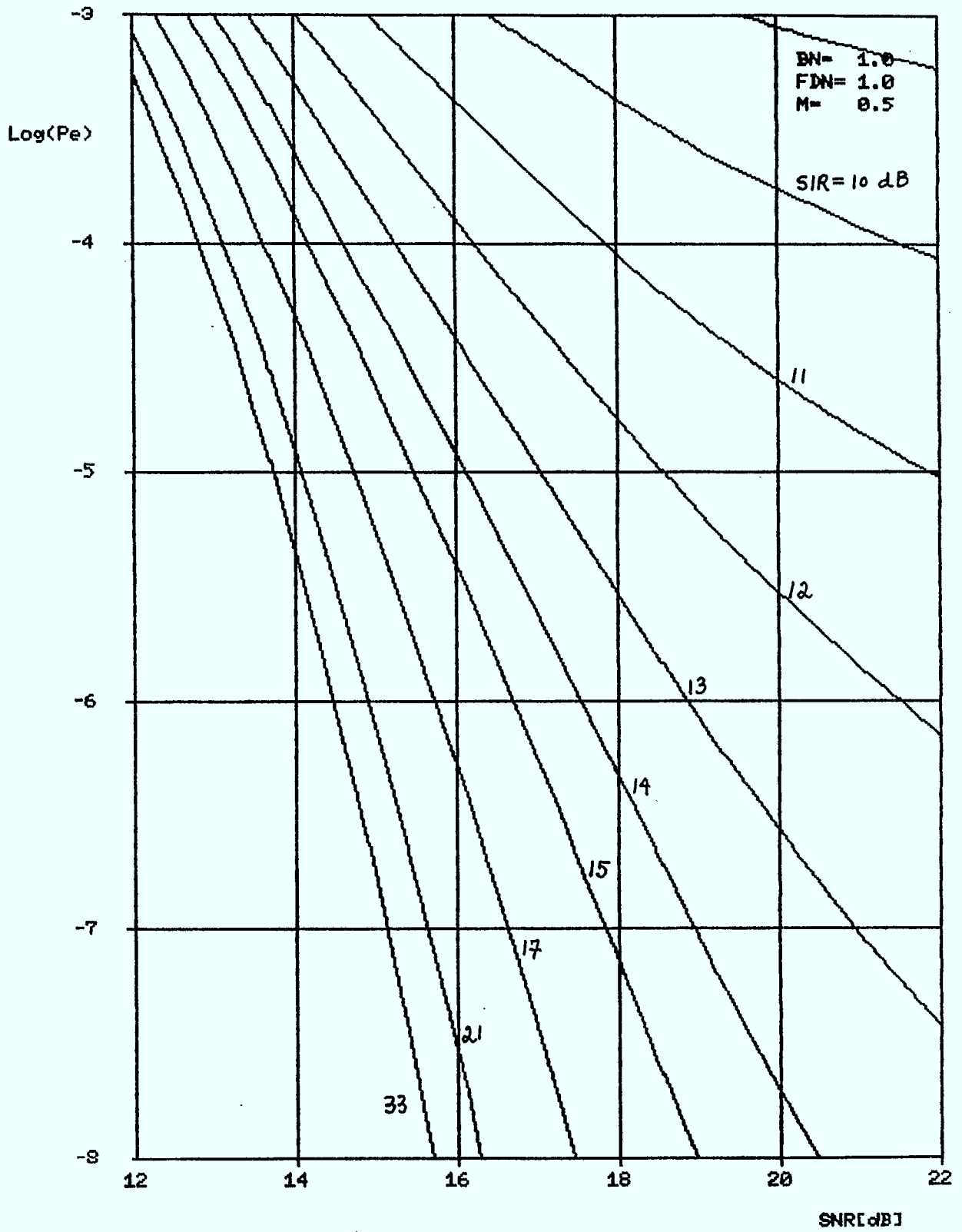
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



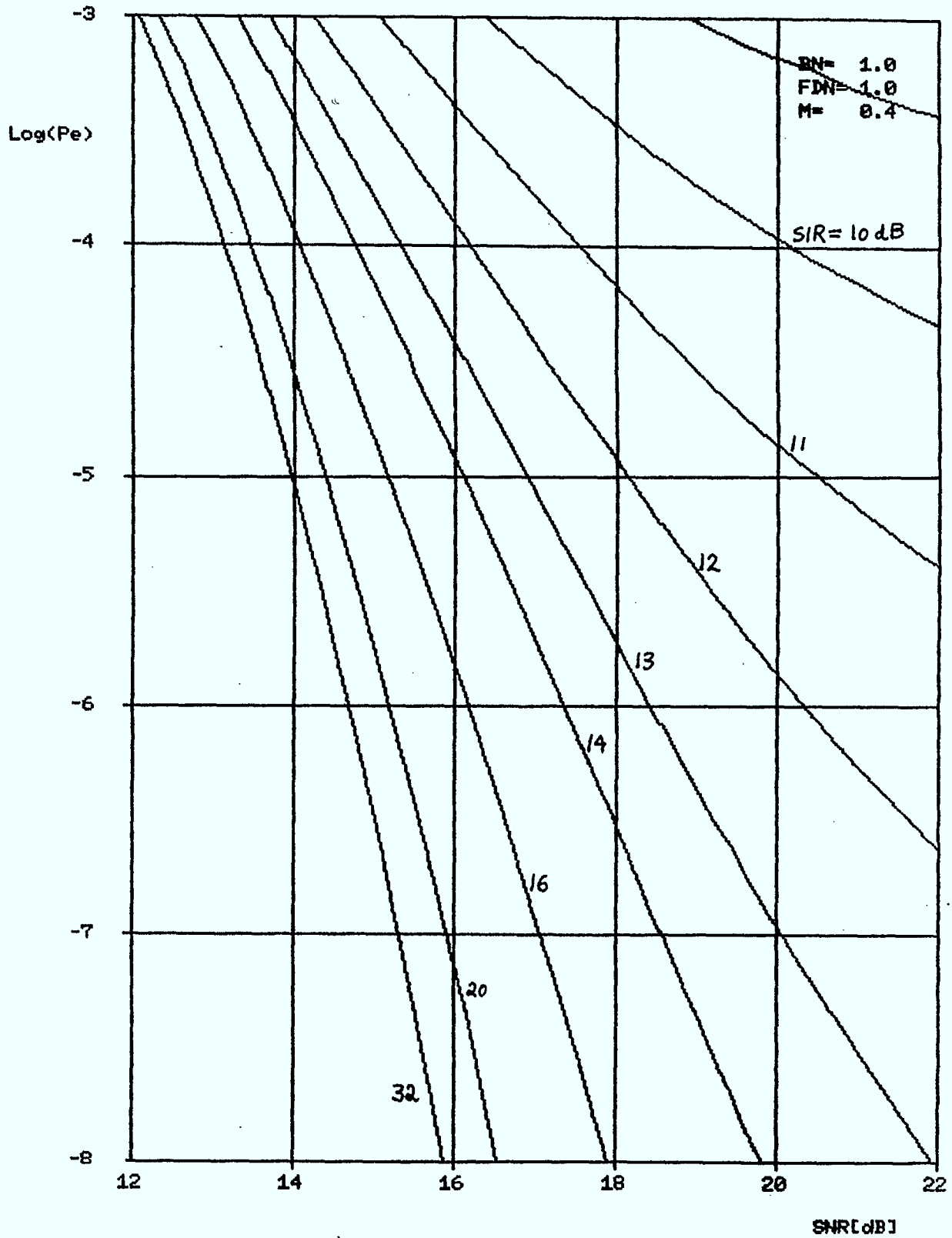
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



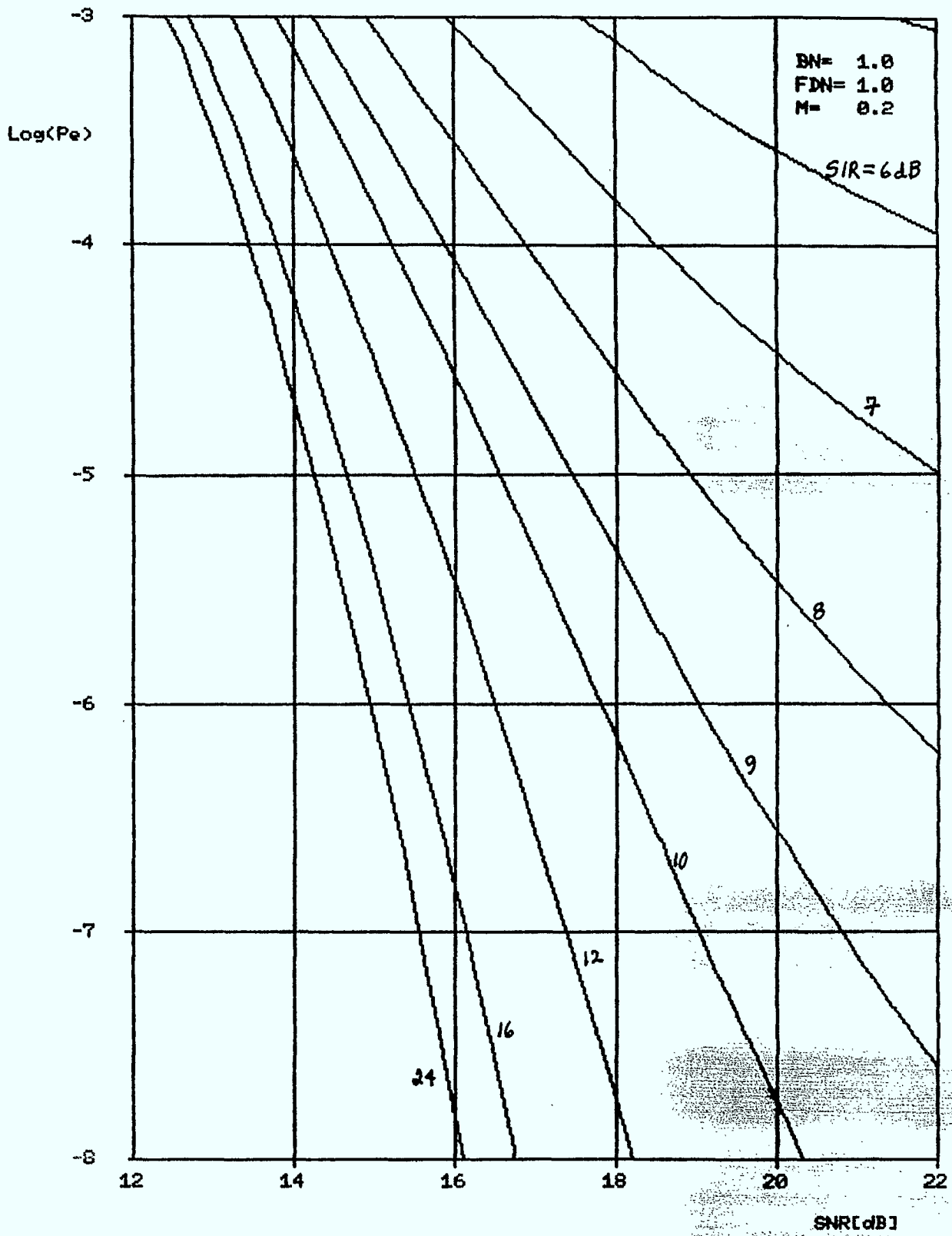
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



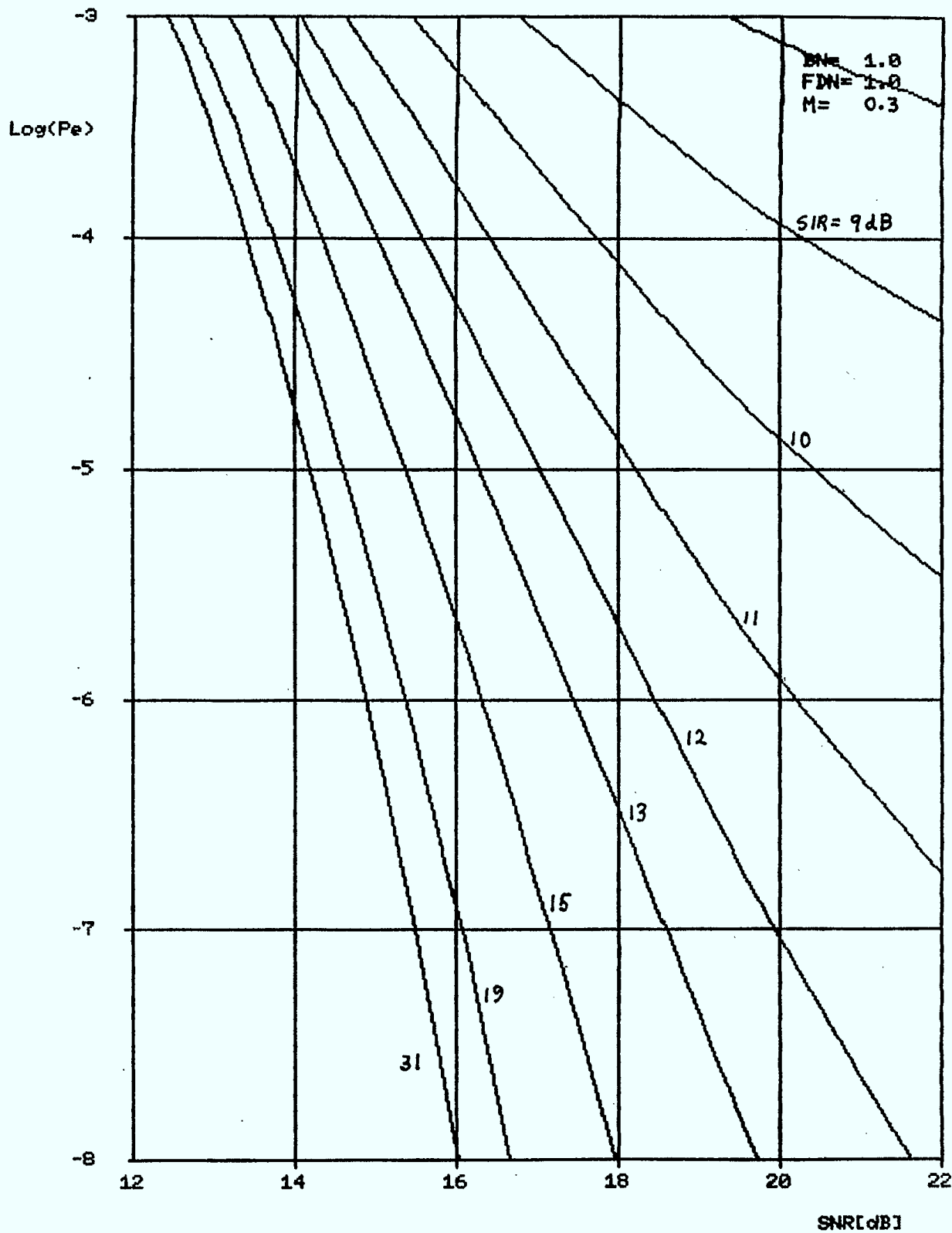
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 32



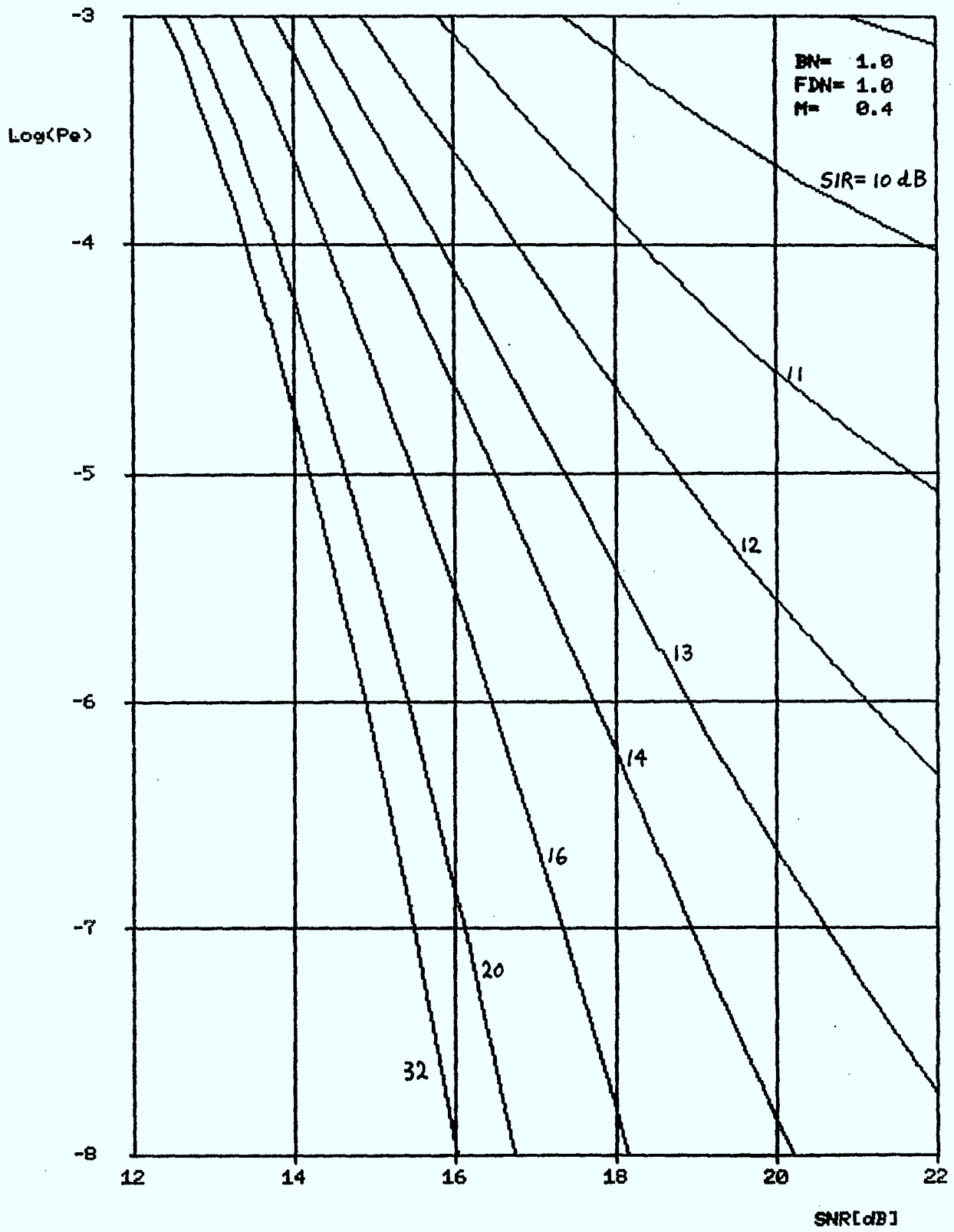
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



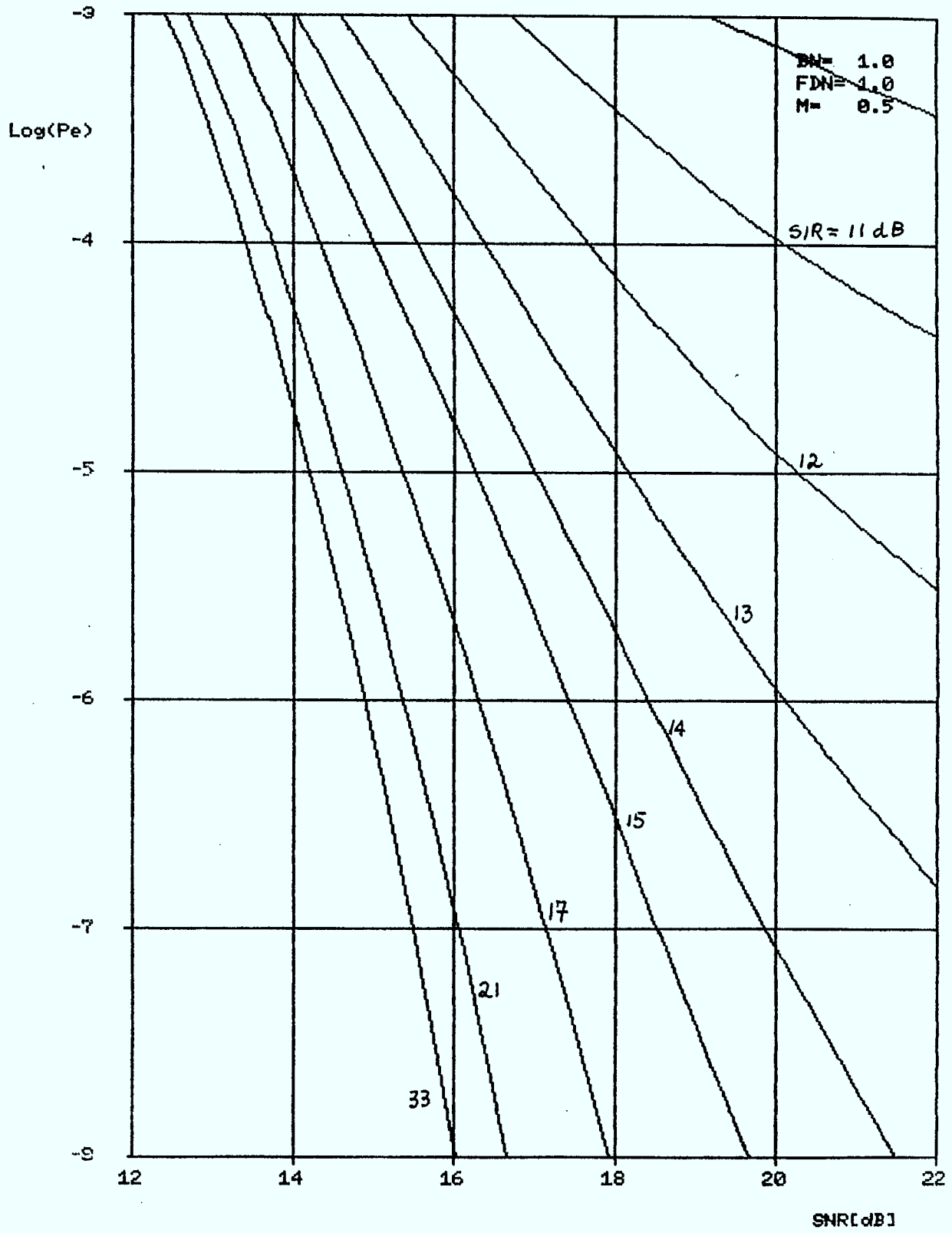
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



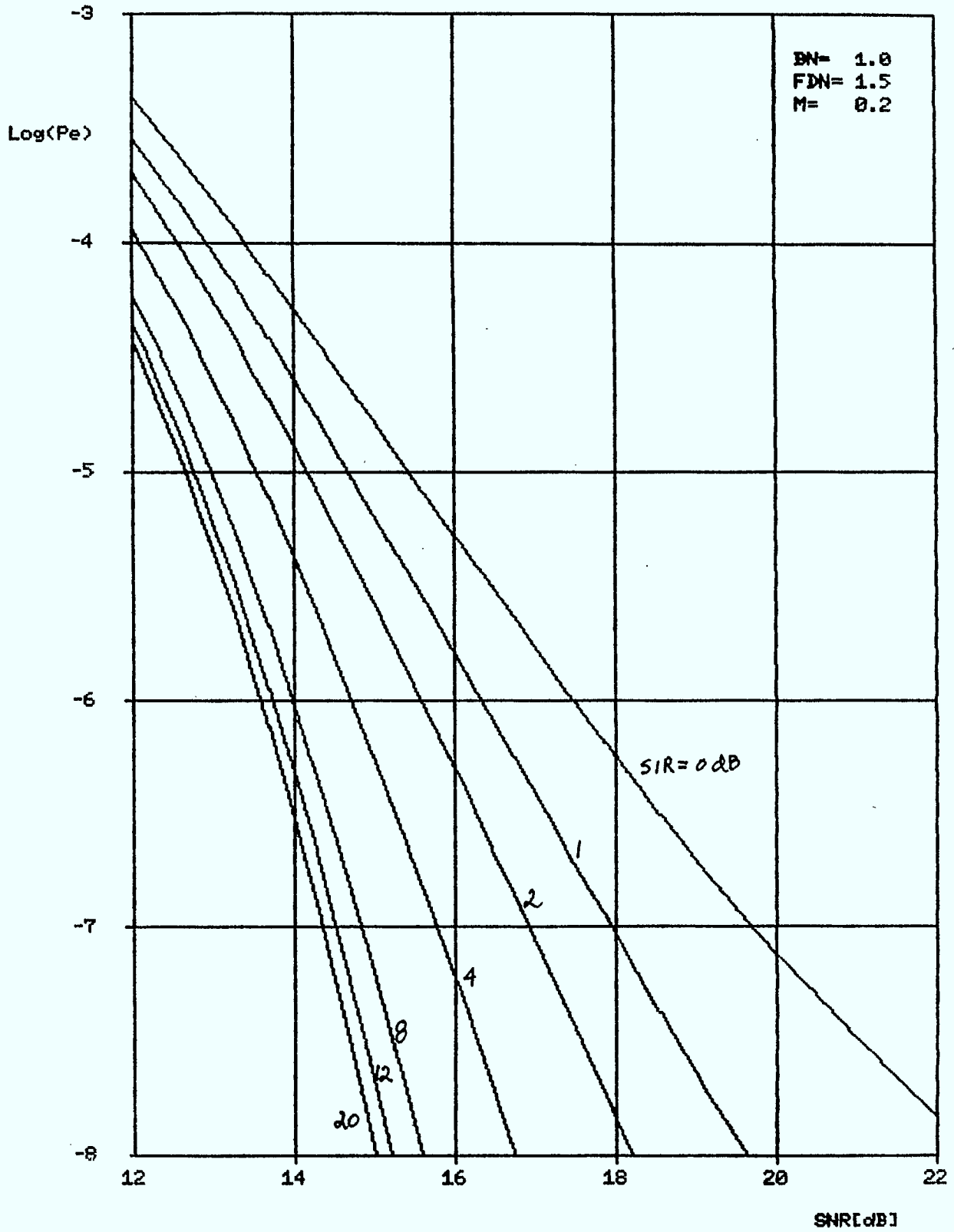
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



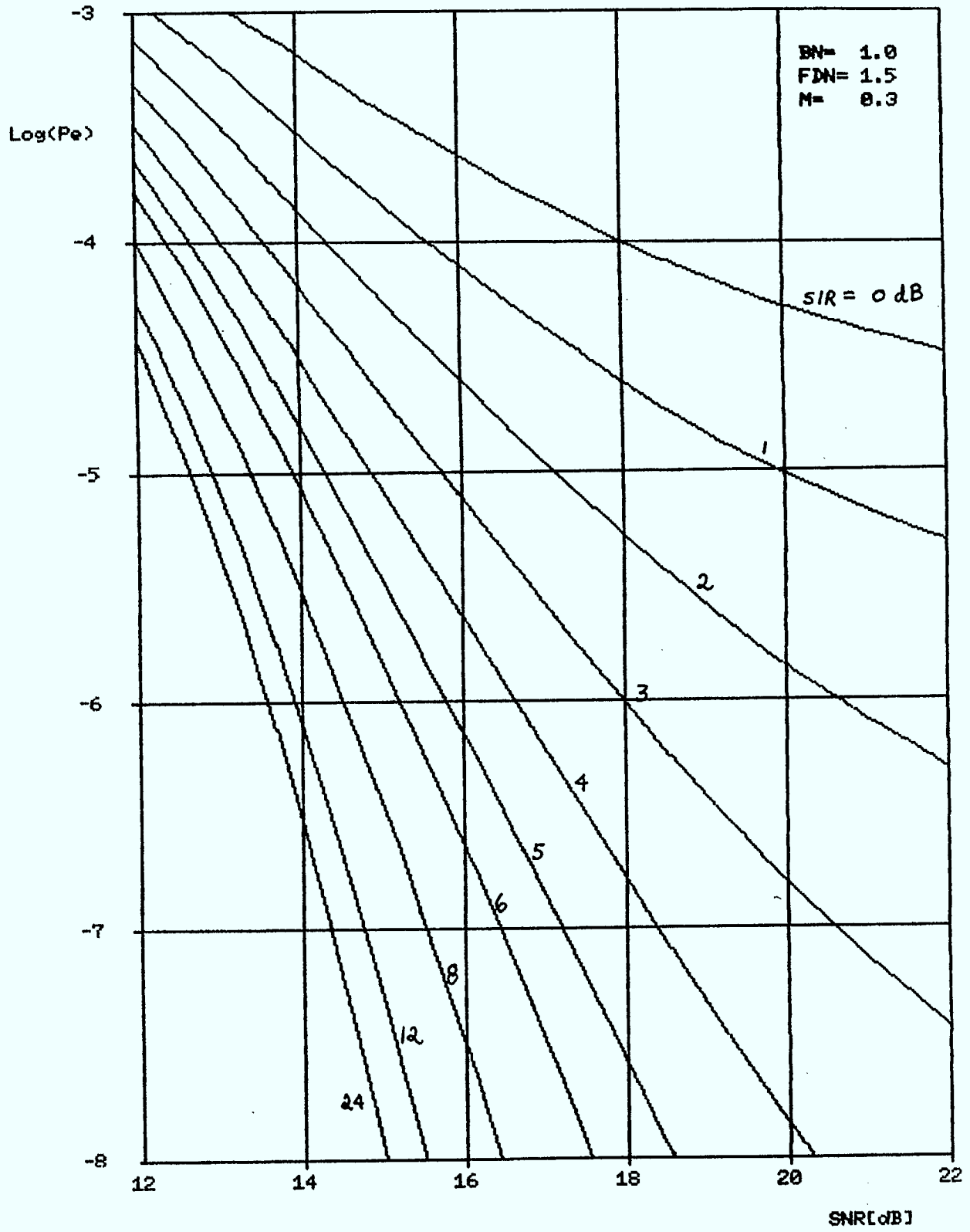
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



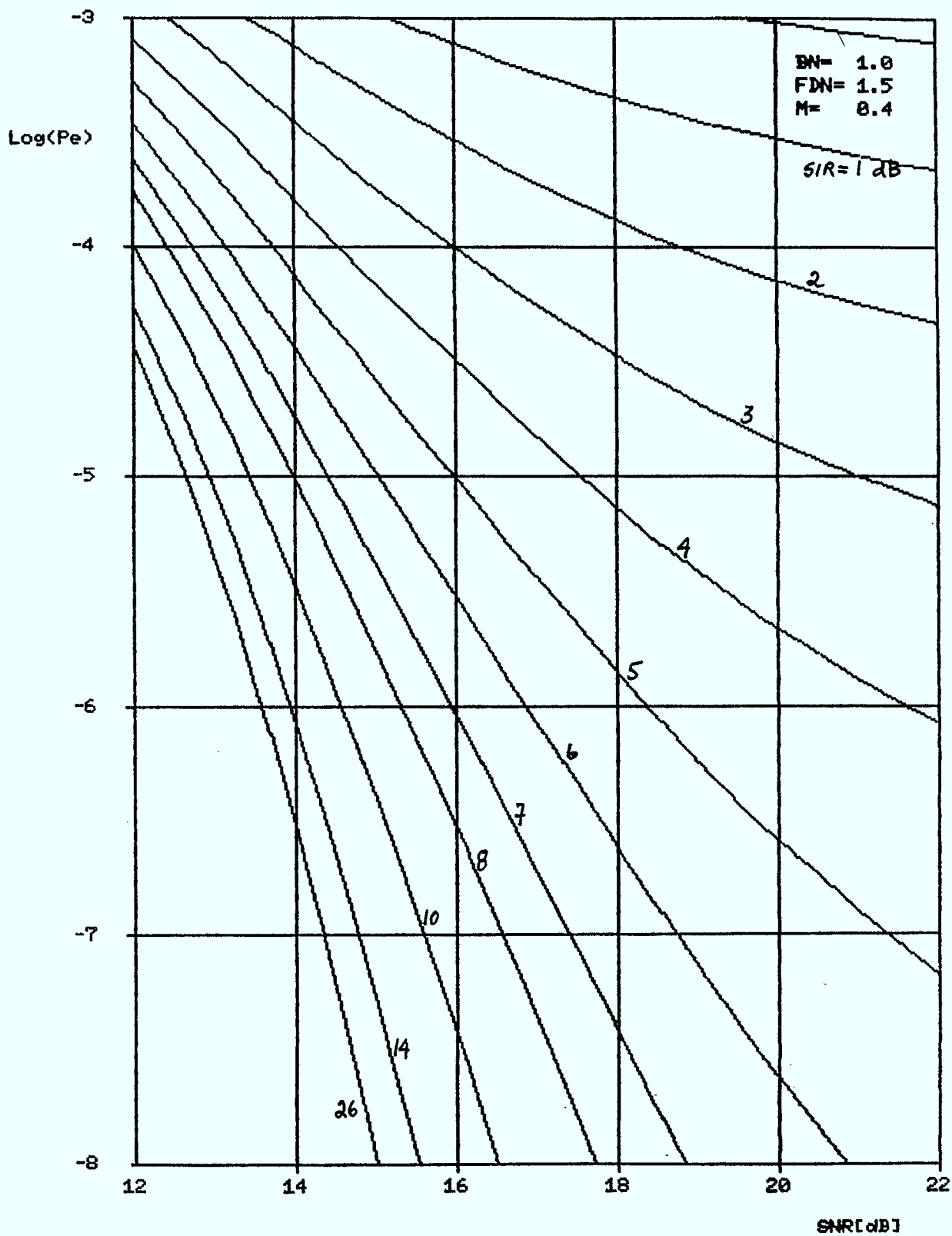
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



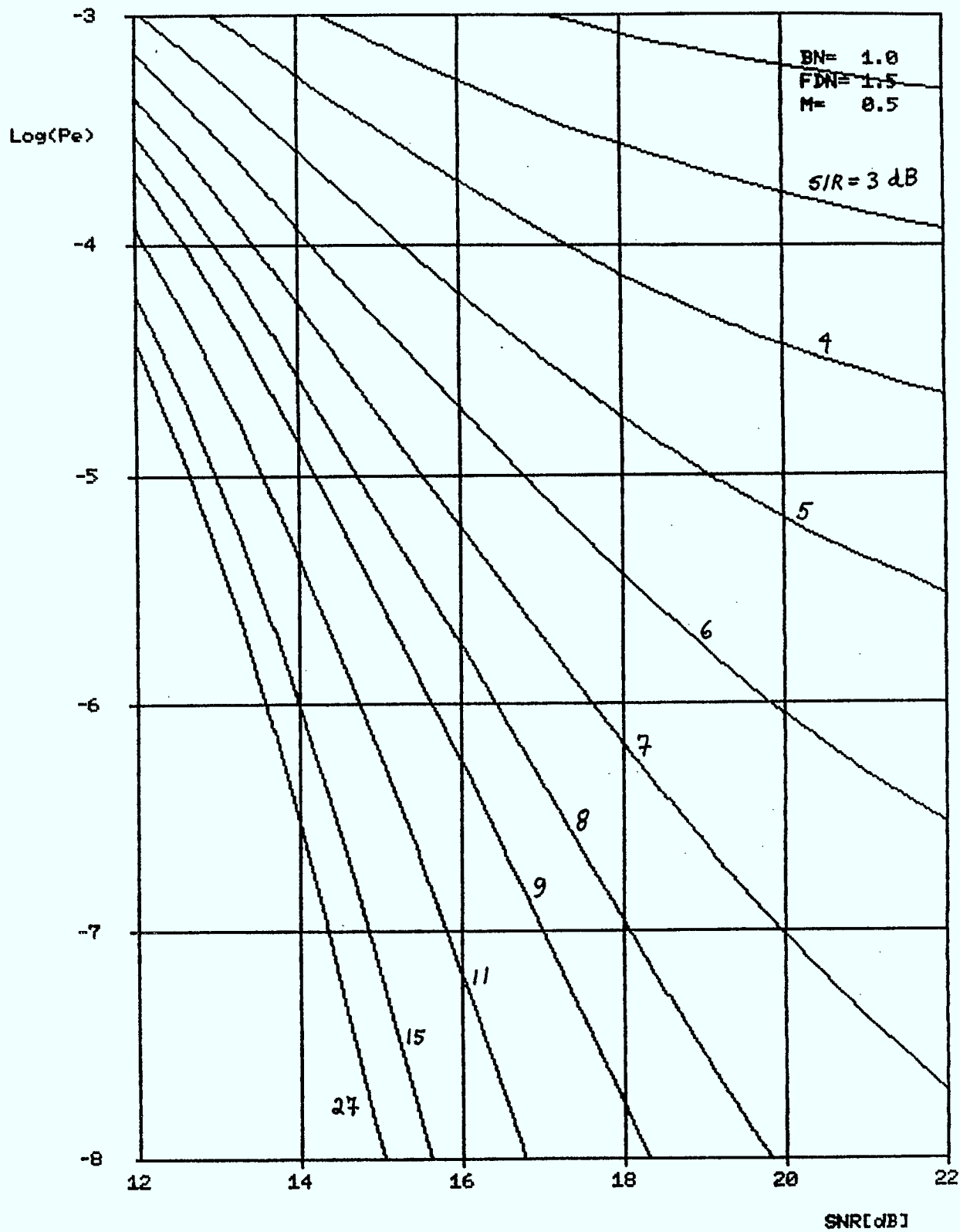
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



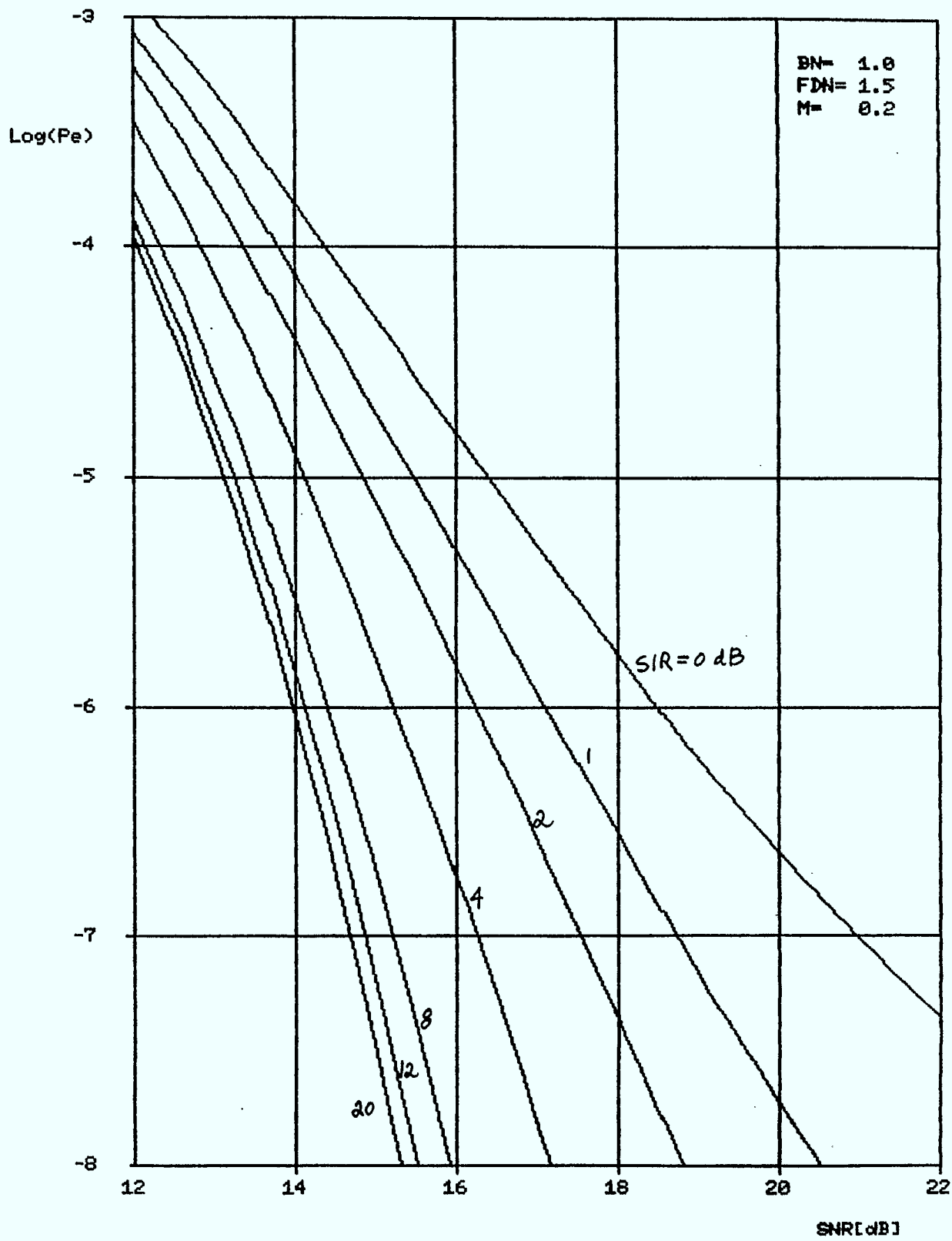
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



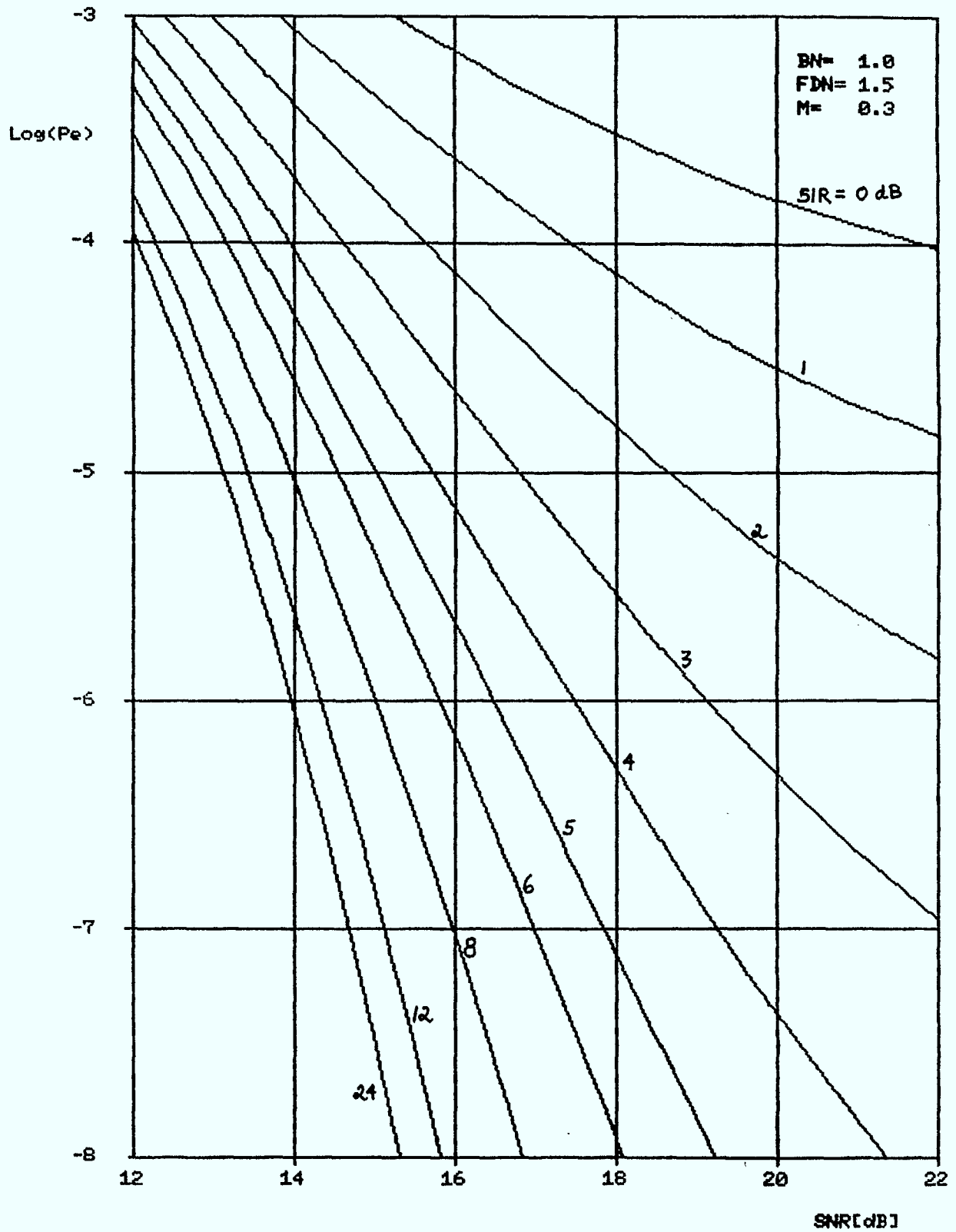
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



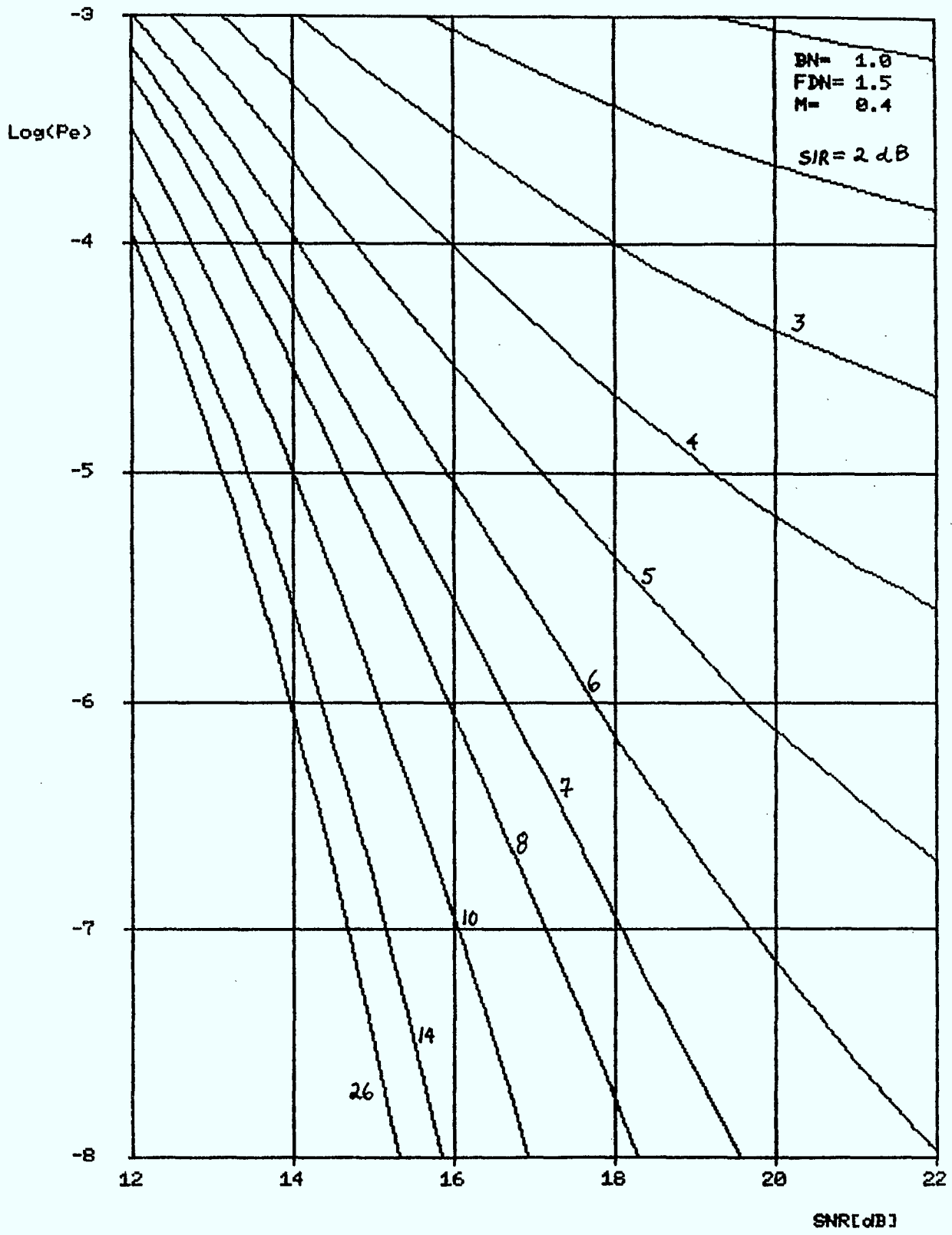
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



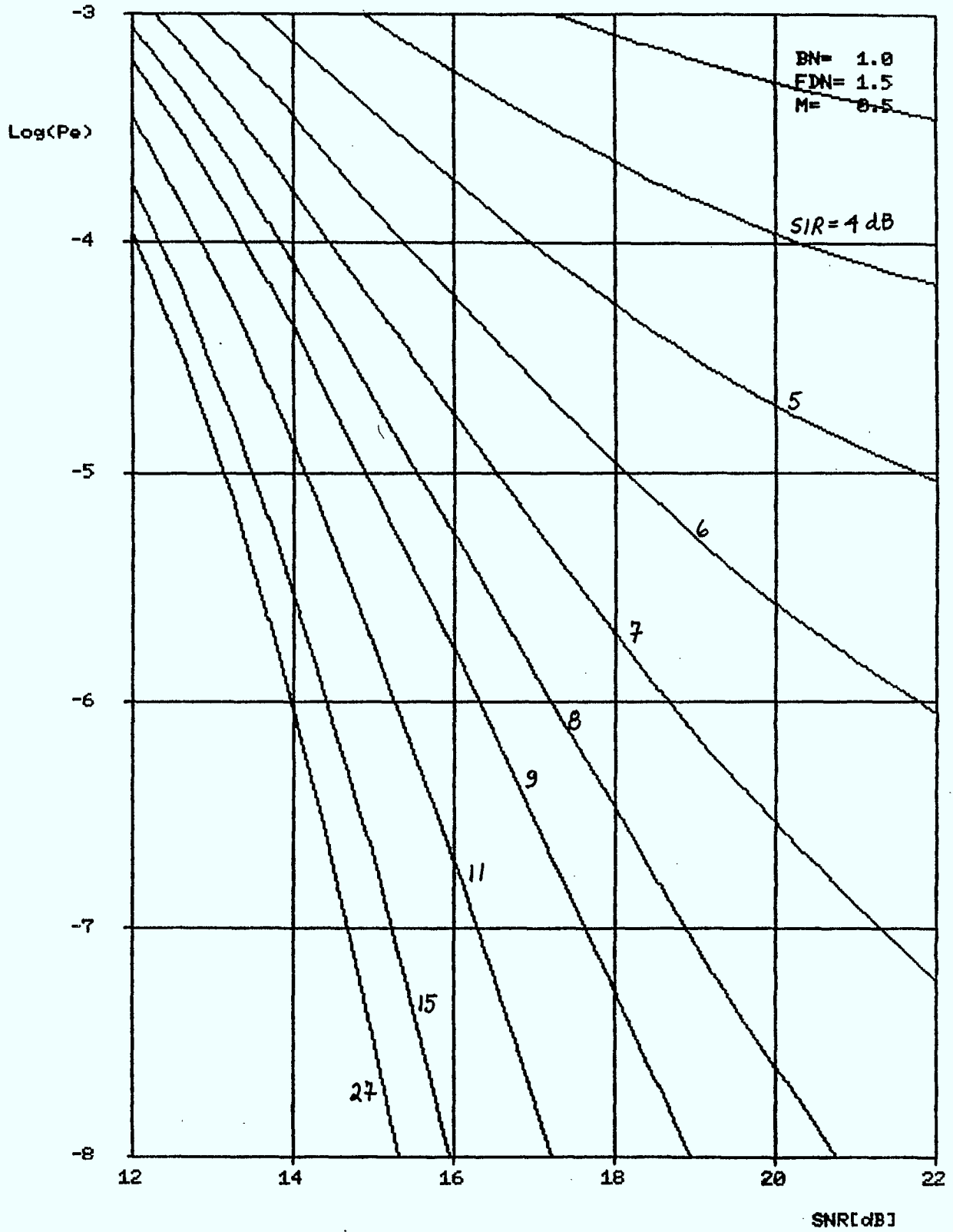
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



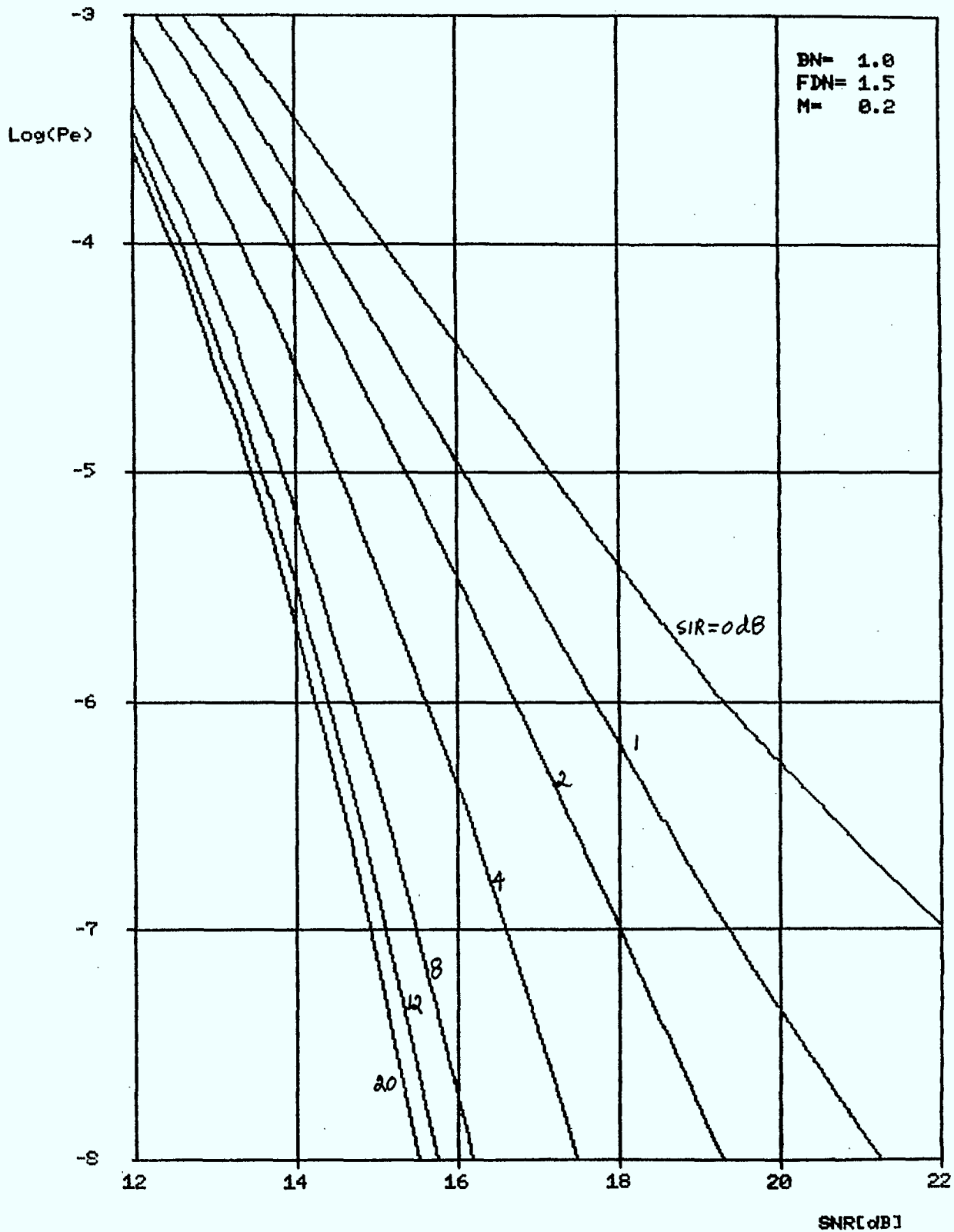
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



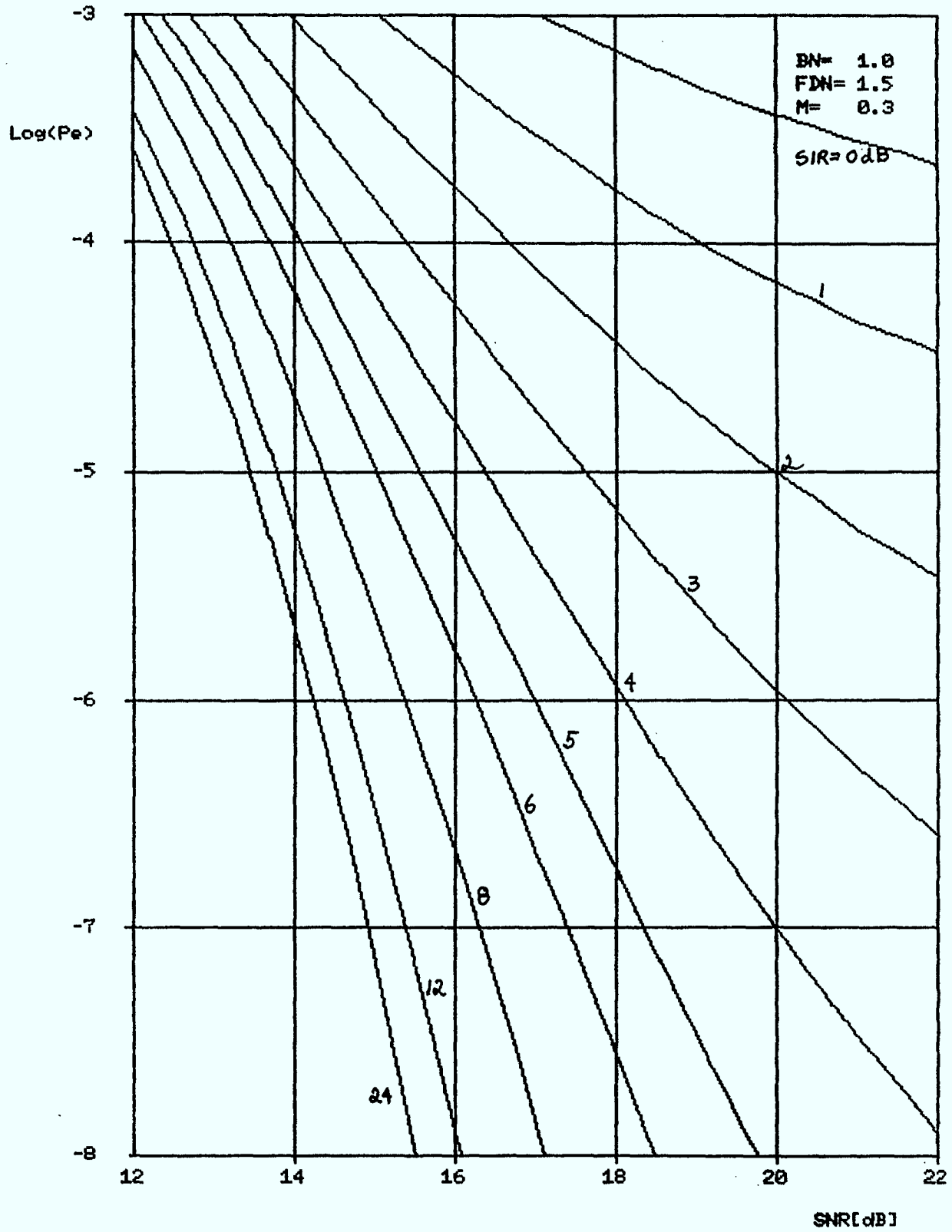
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



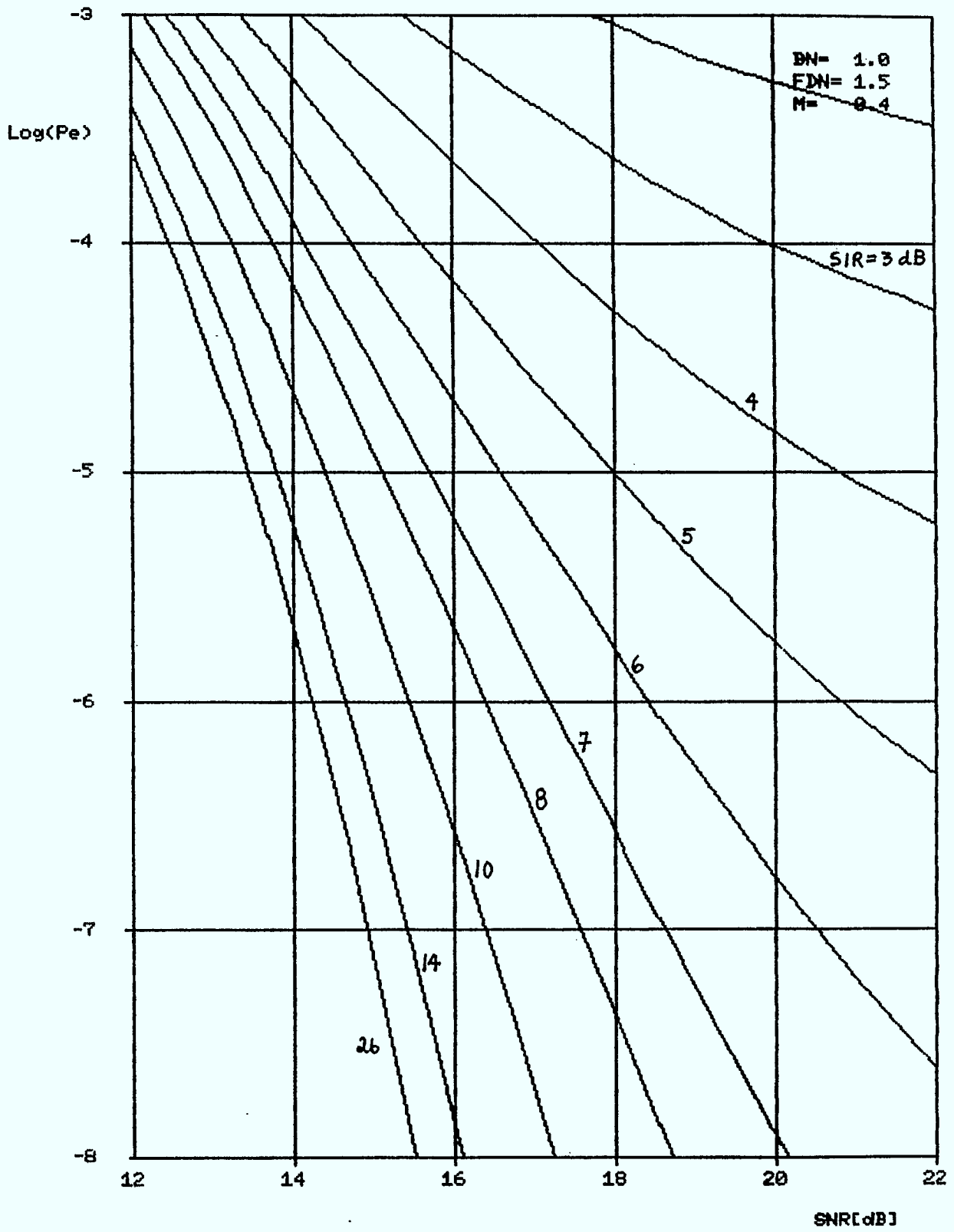
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 0



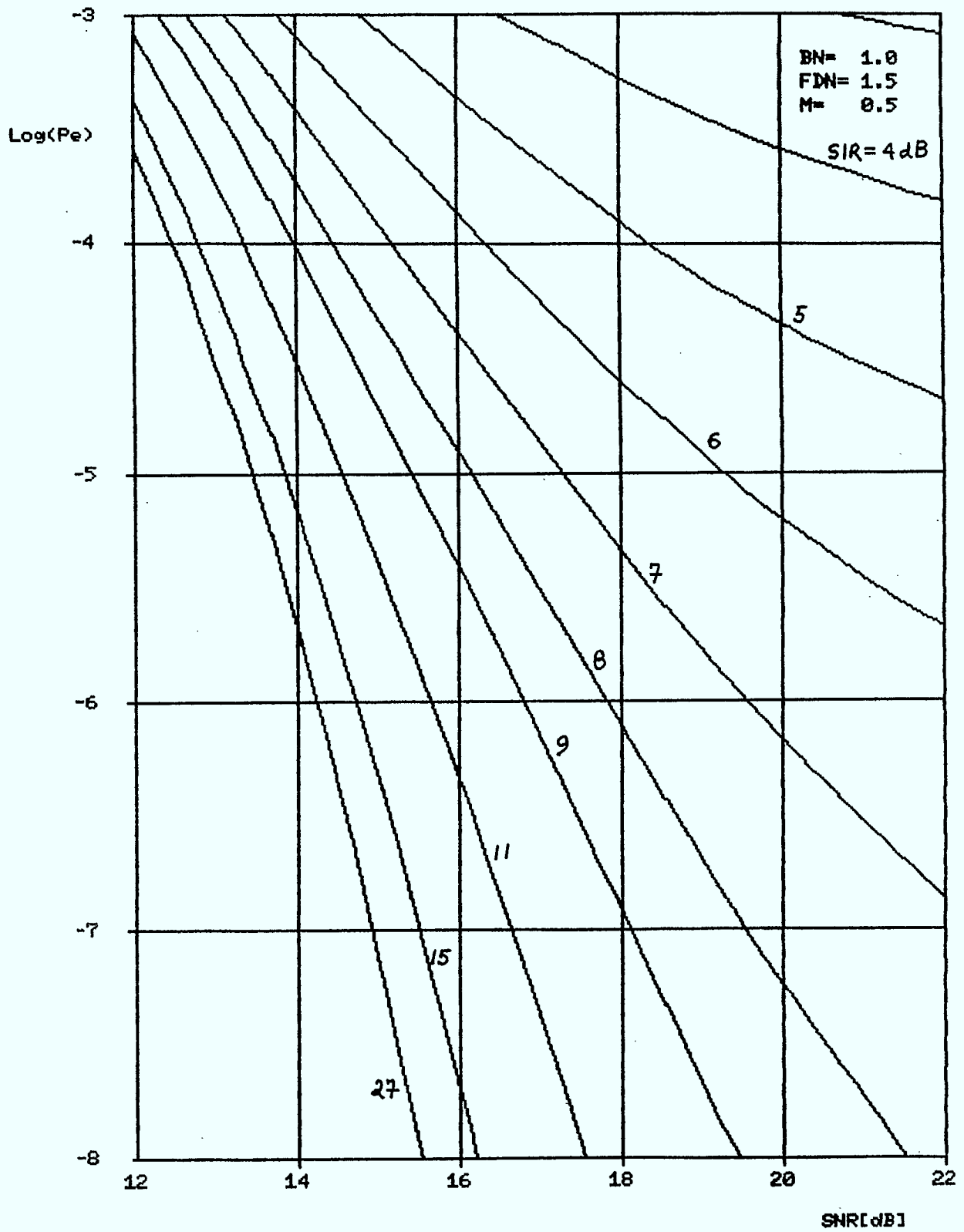
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 8



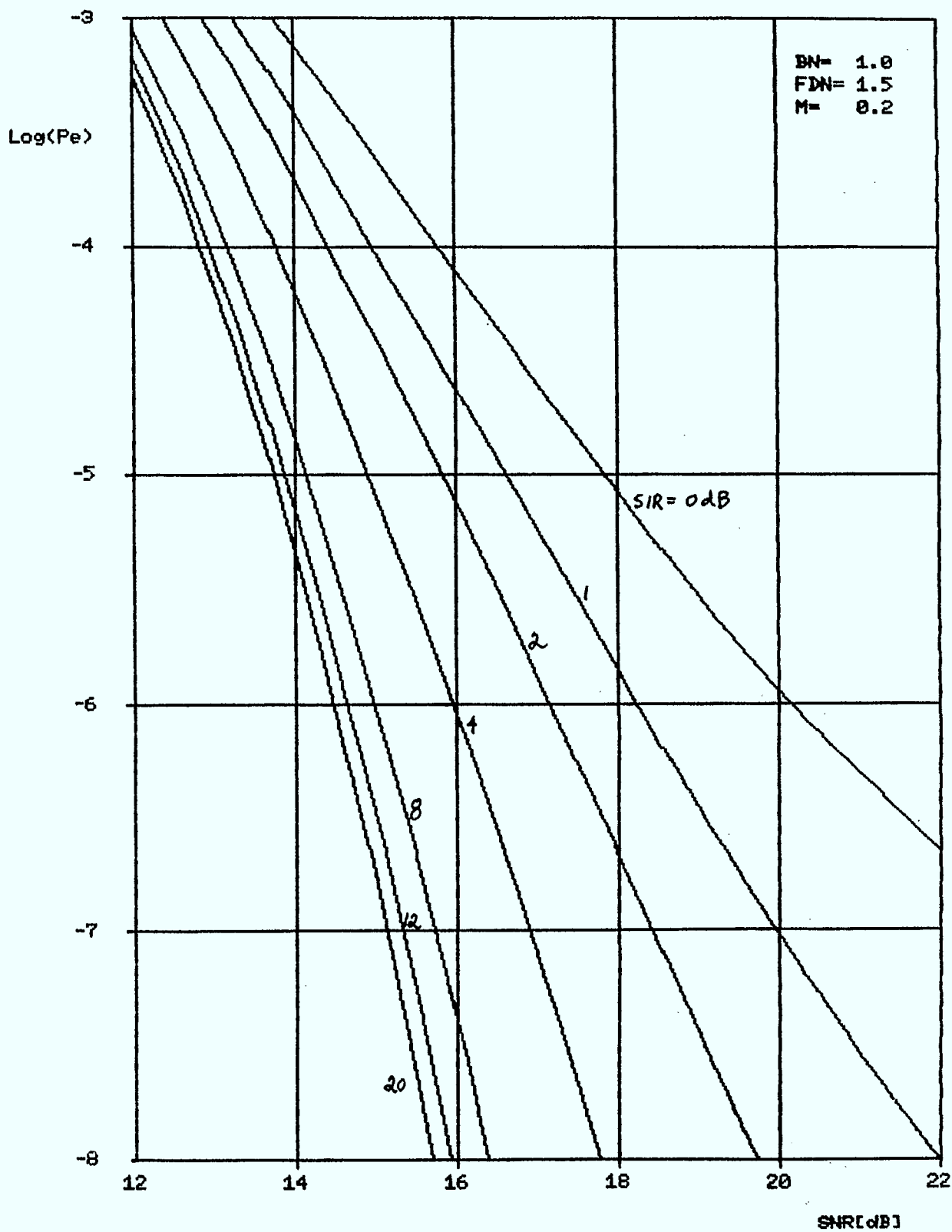
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 8



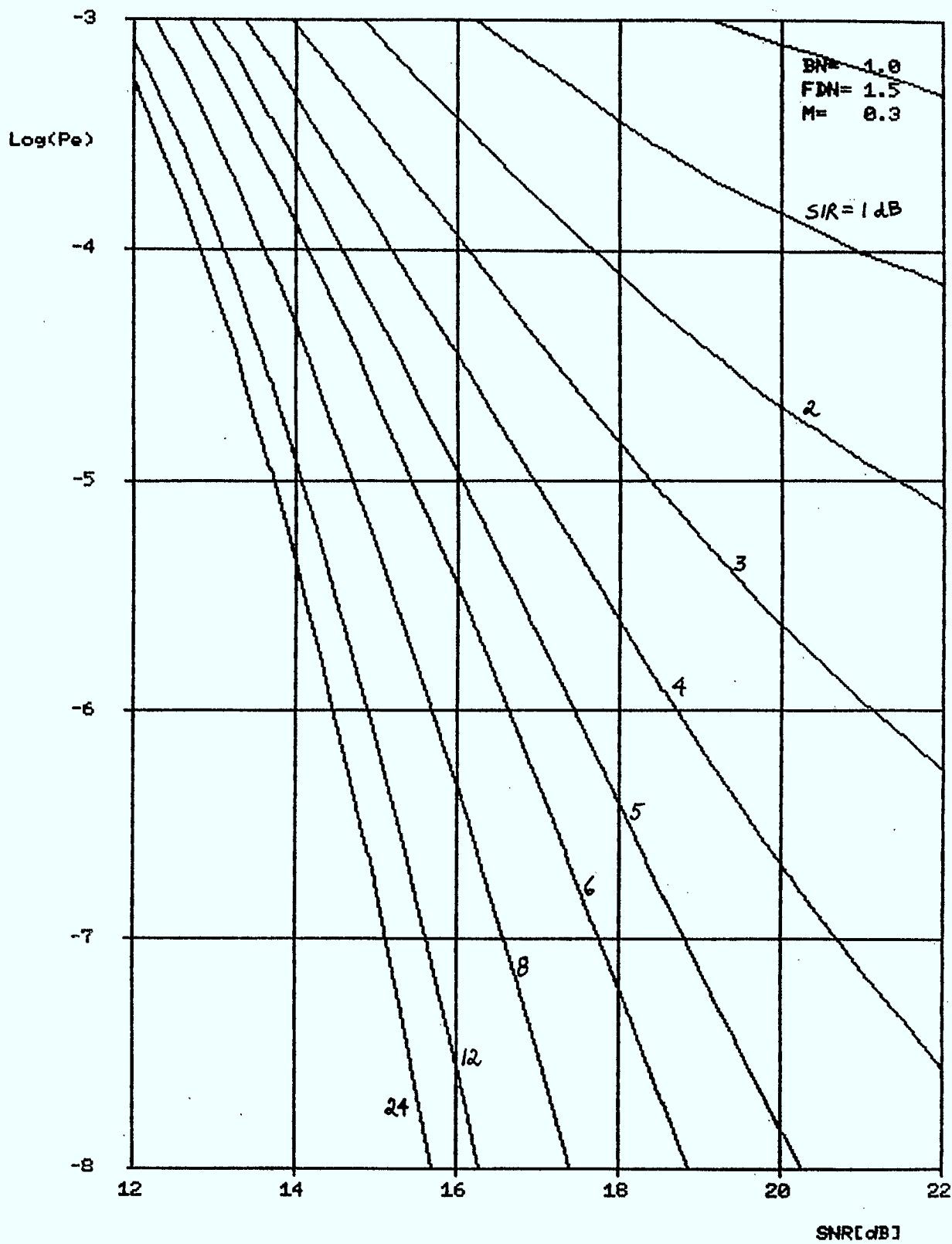
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 8



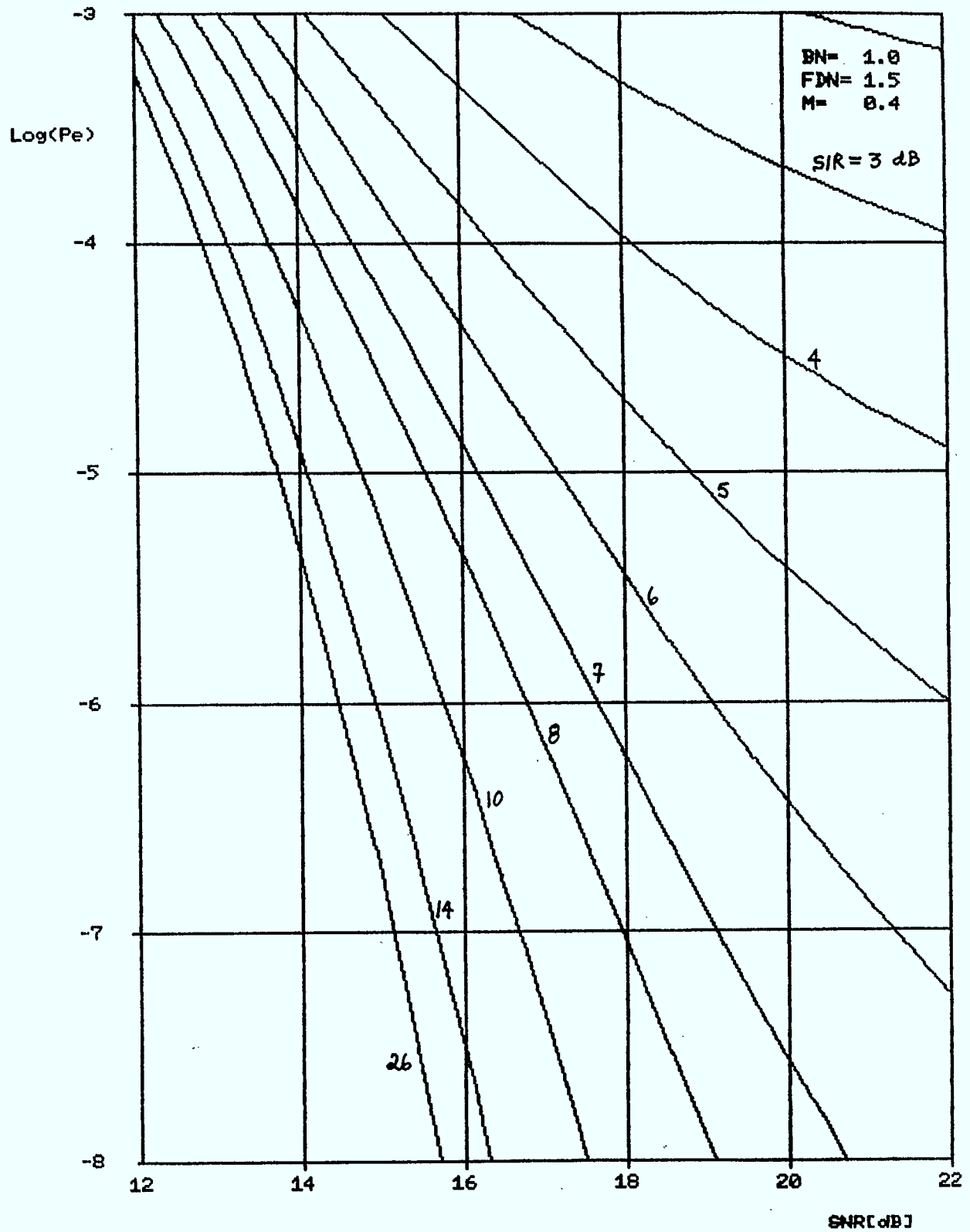
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



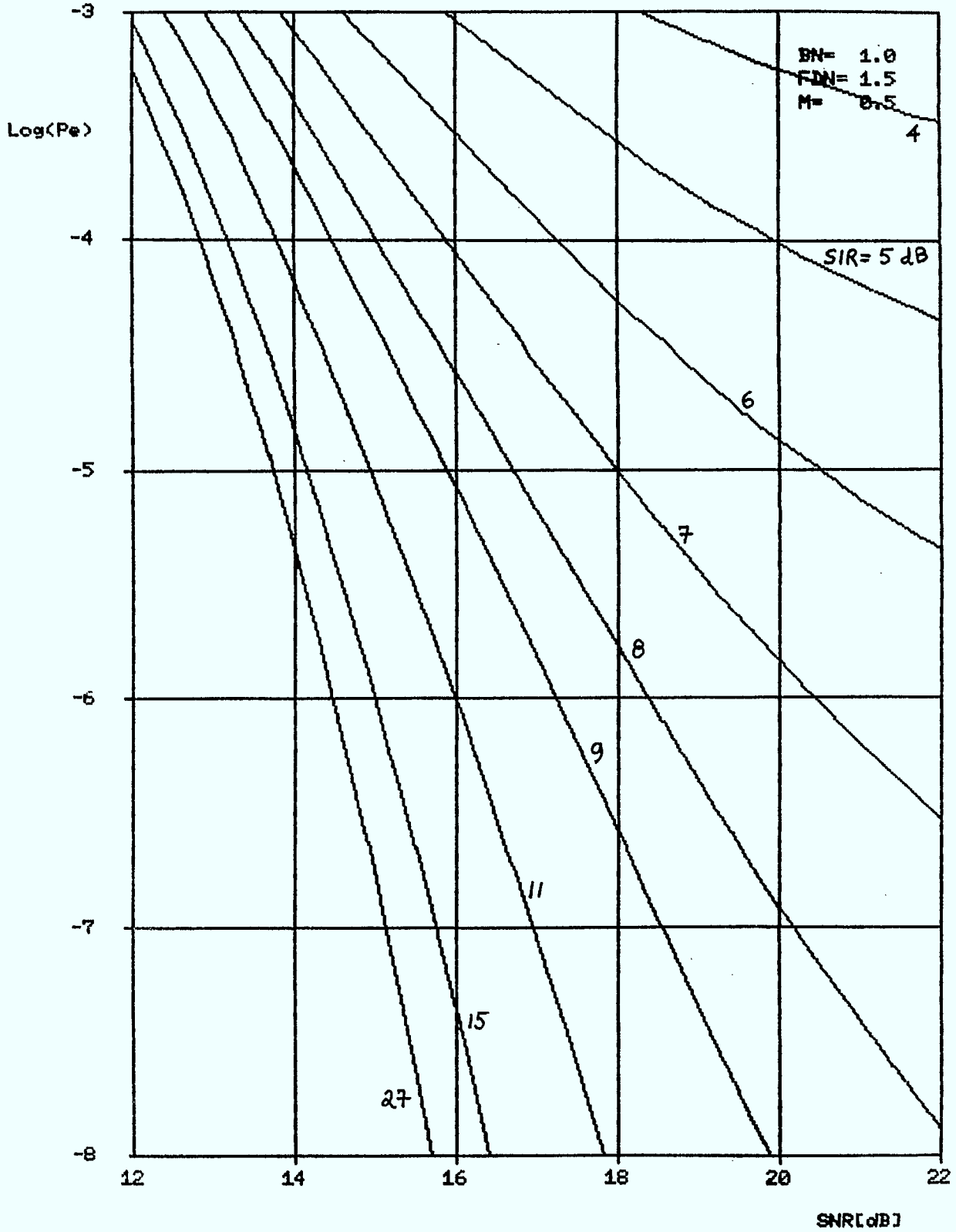
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



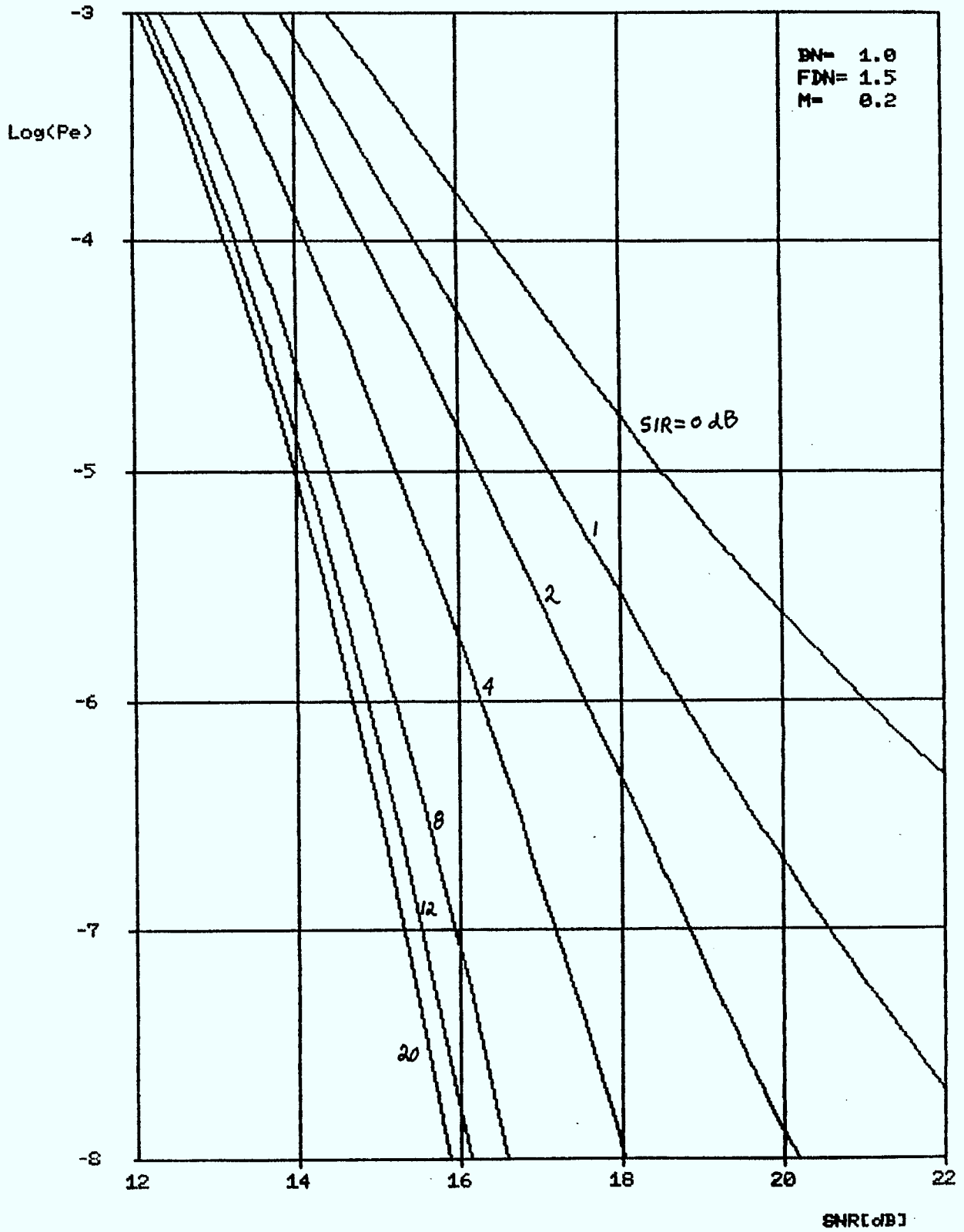
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



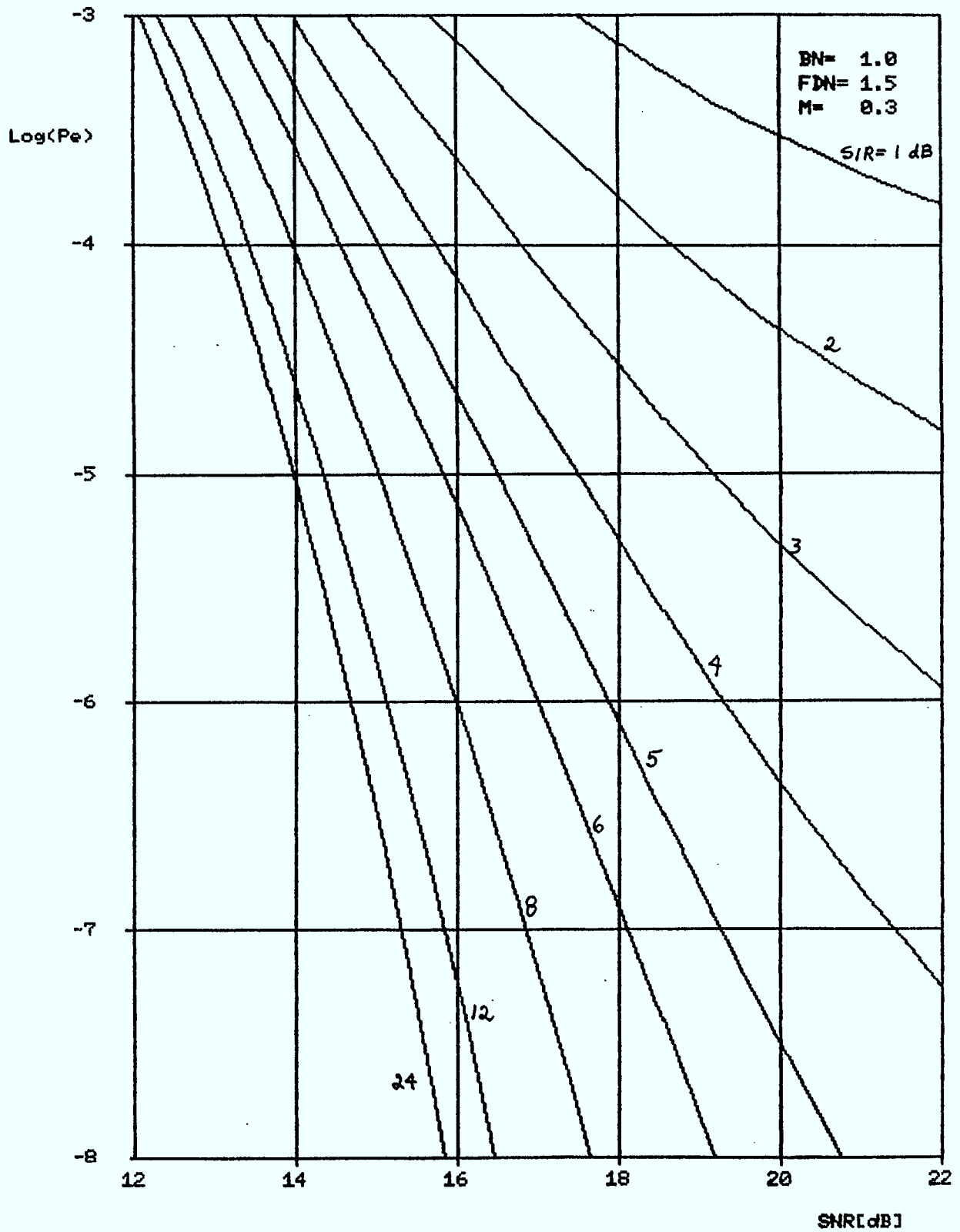
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



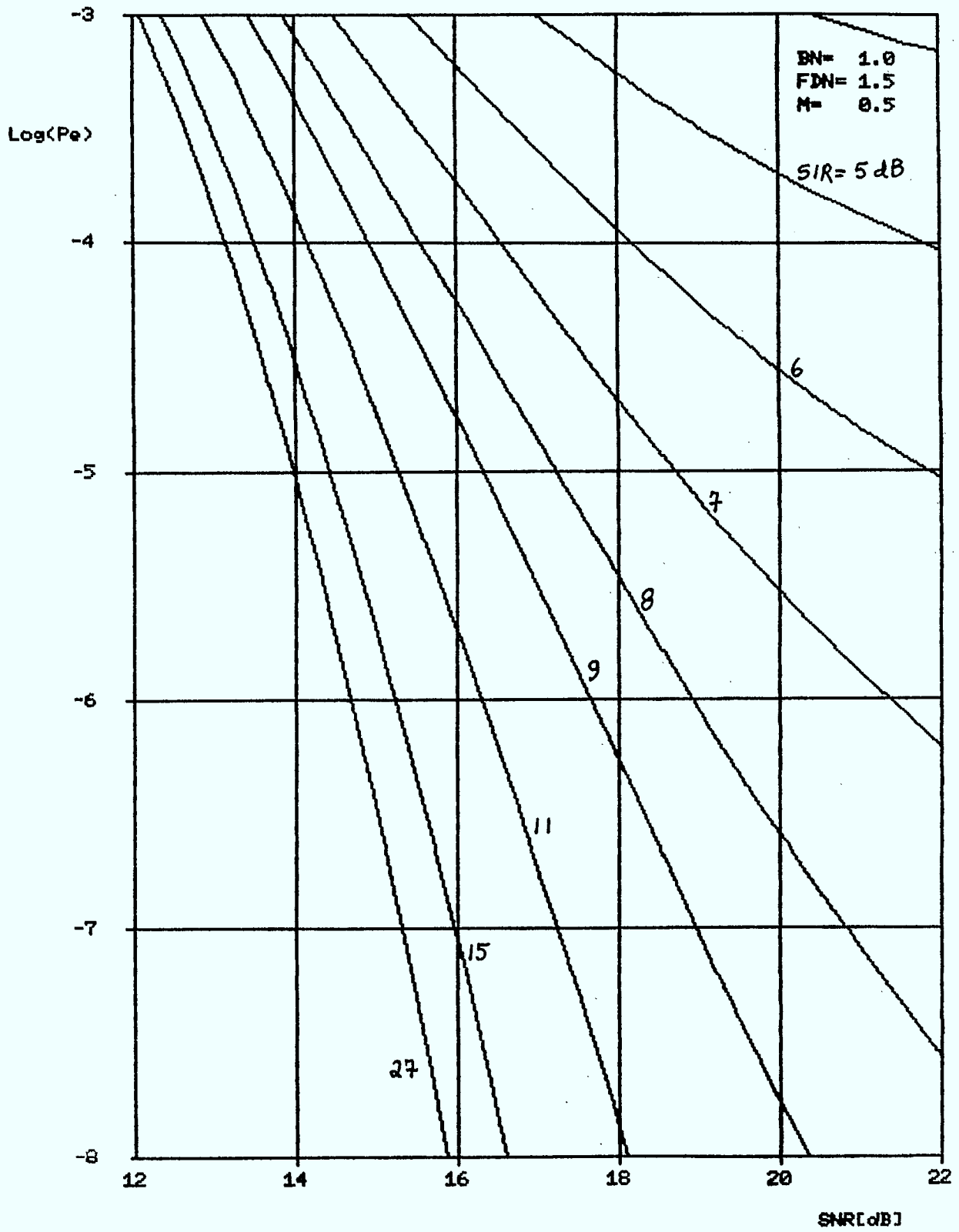
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 32



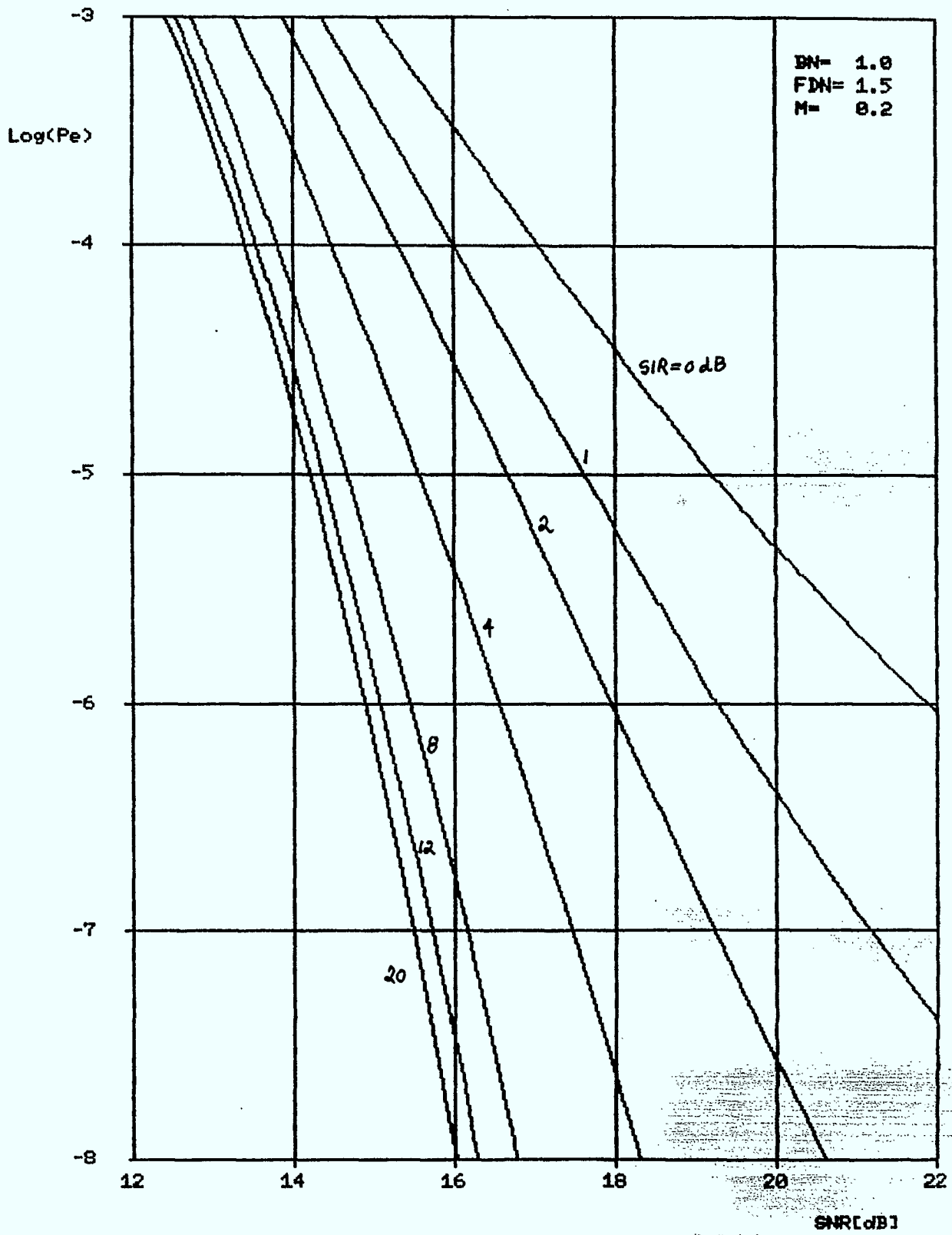
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 32



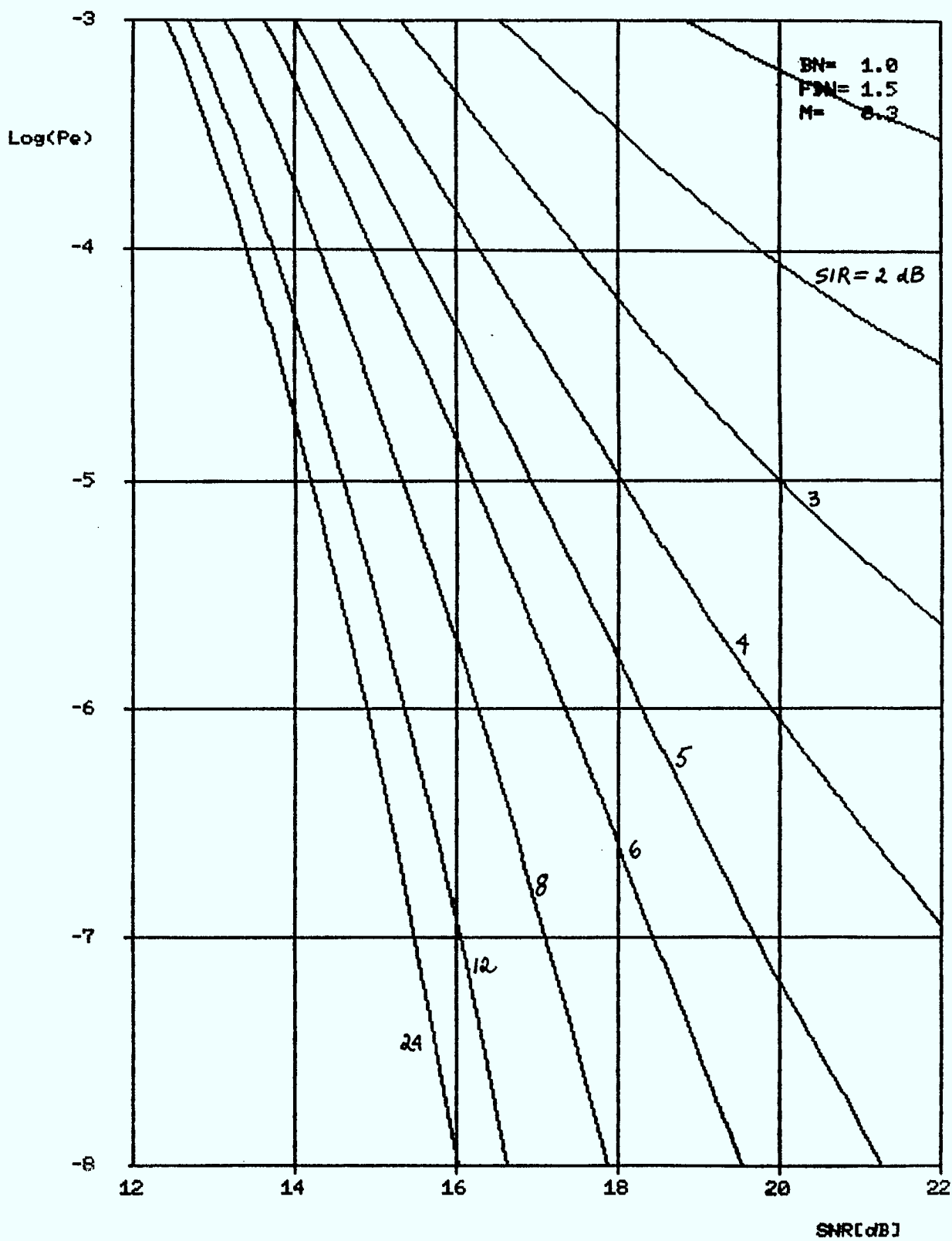
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 32



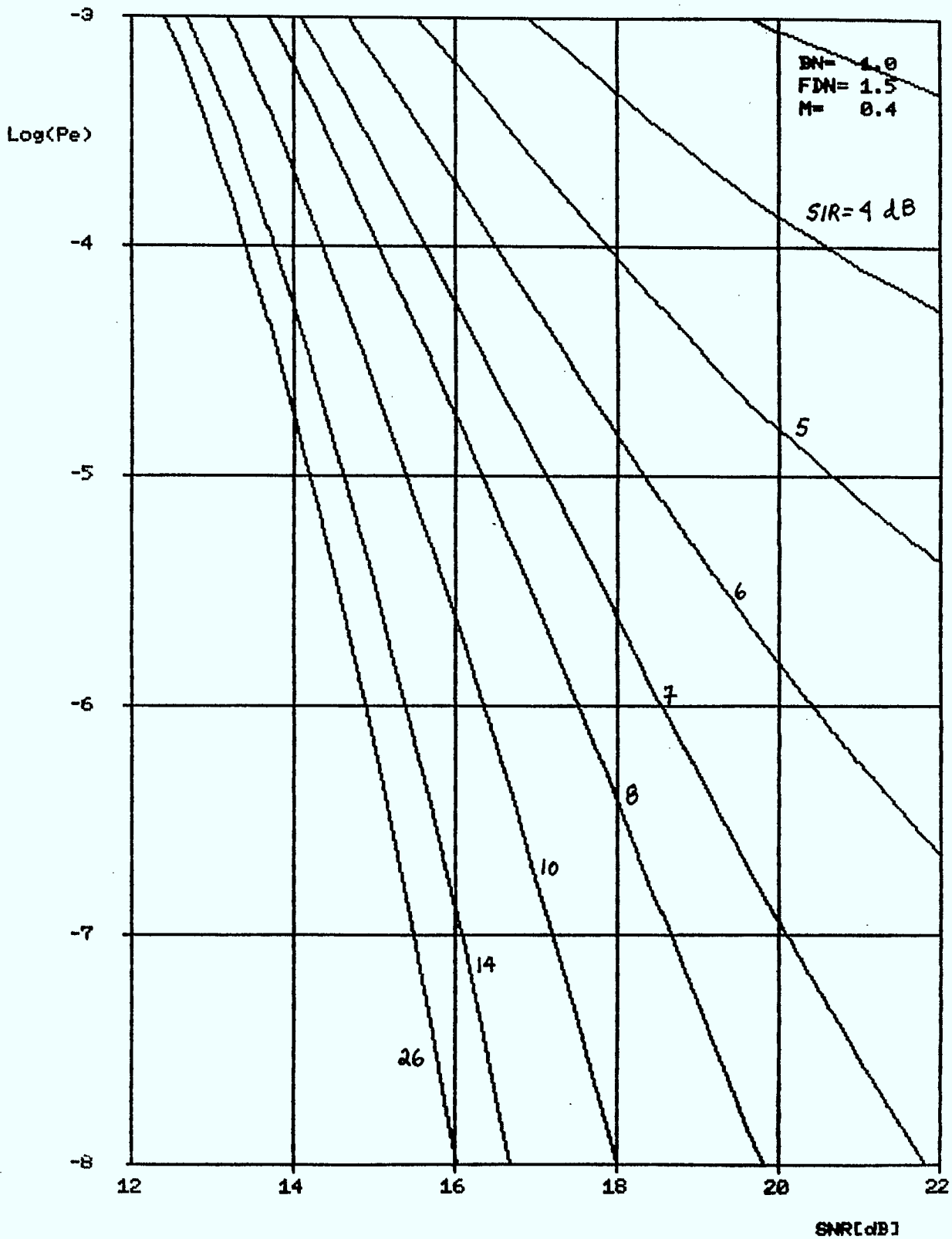
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



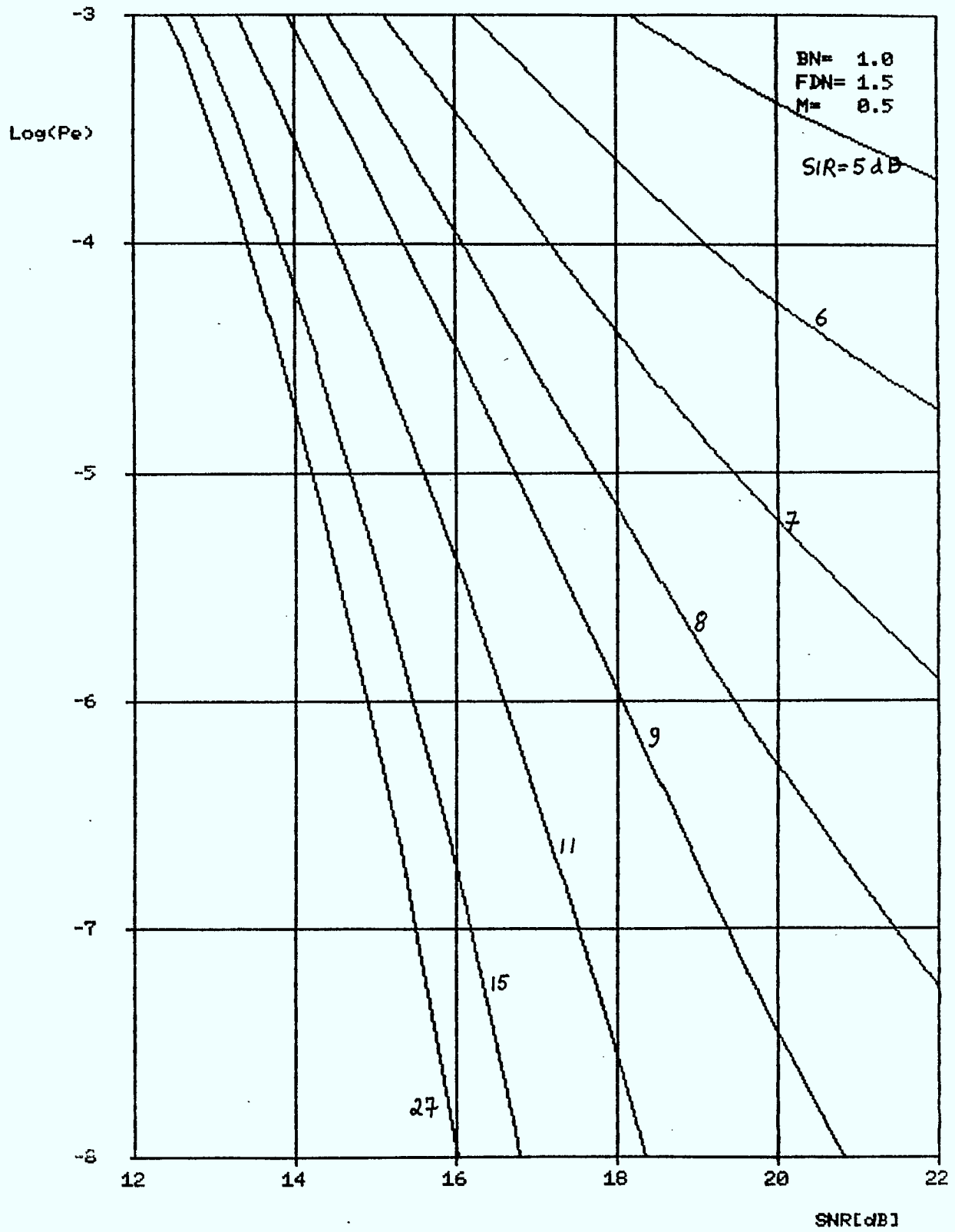
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



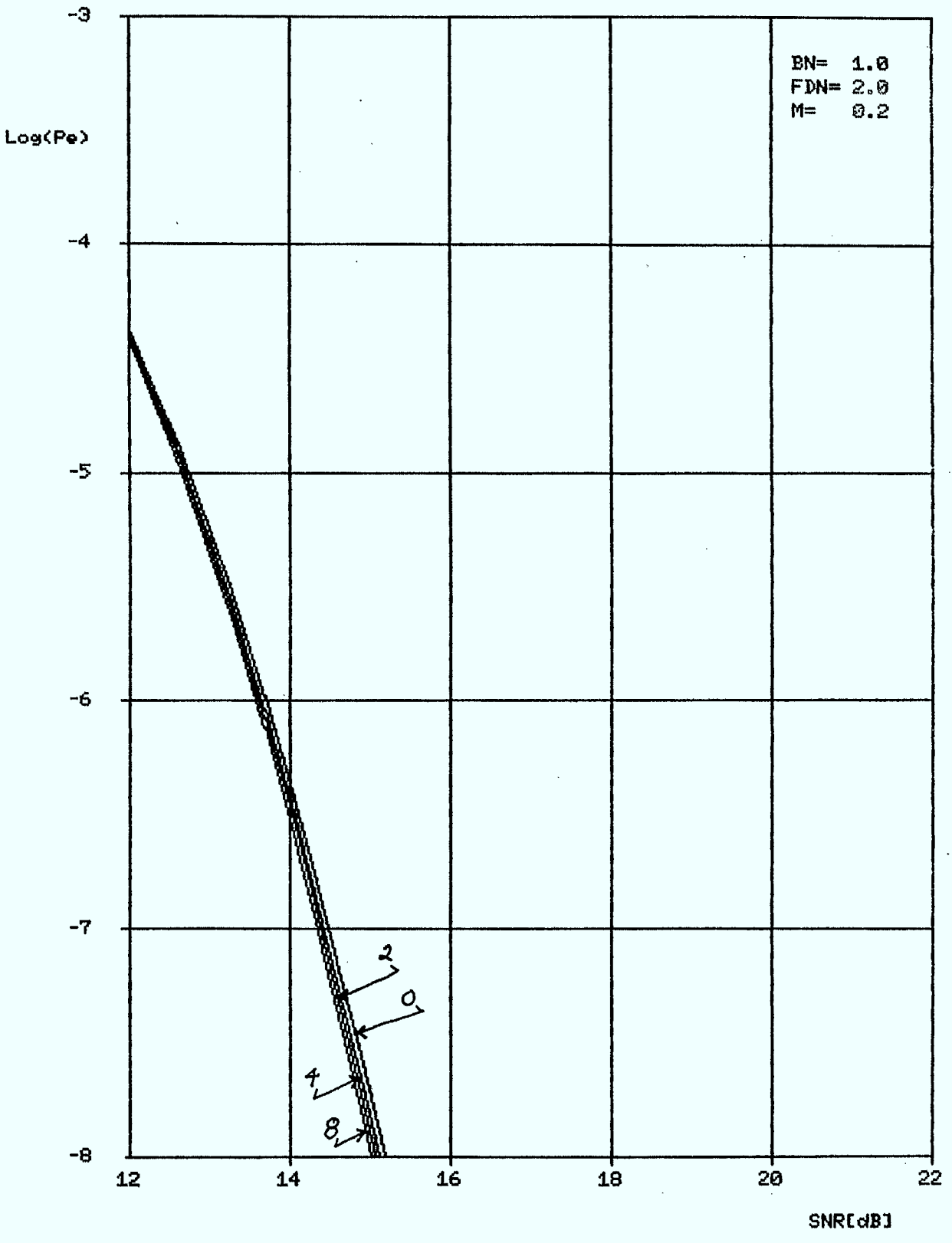
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



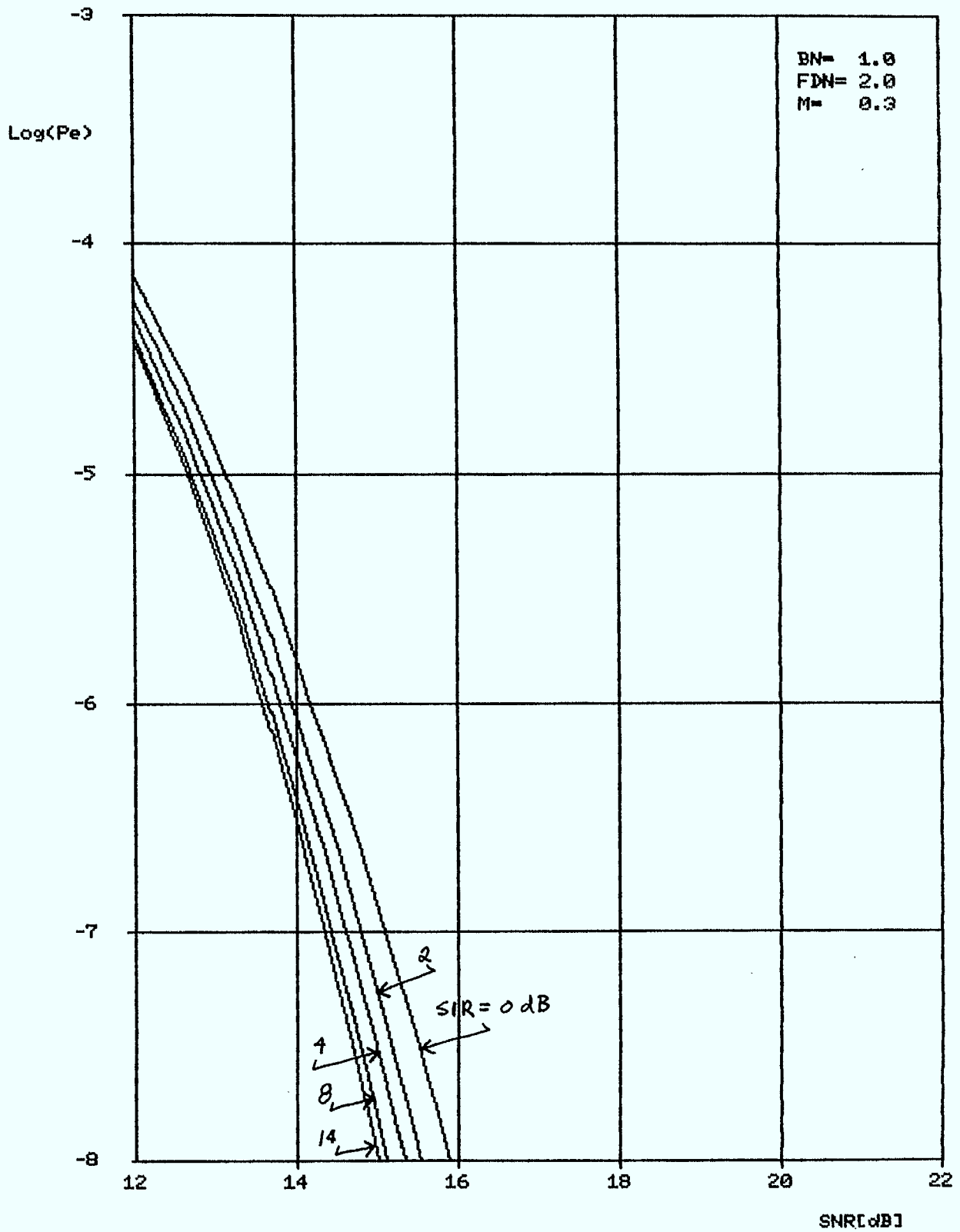
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



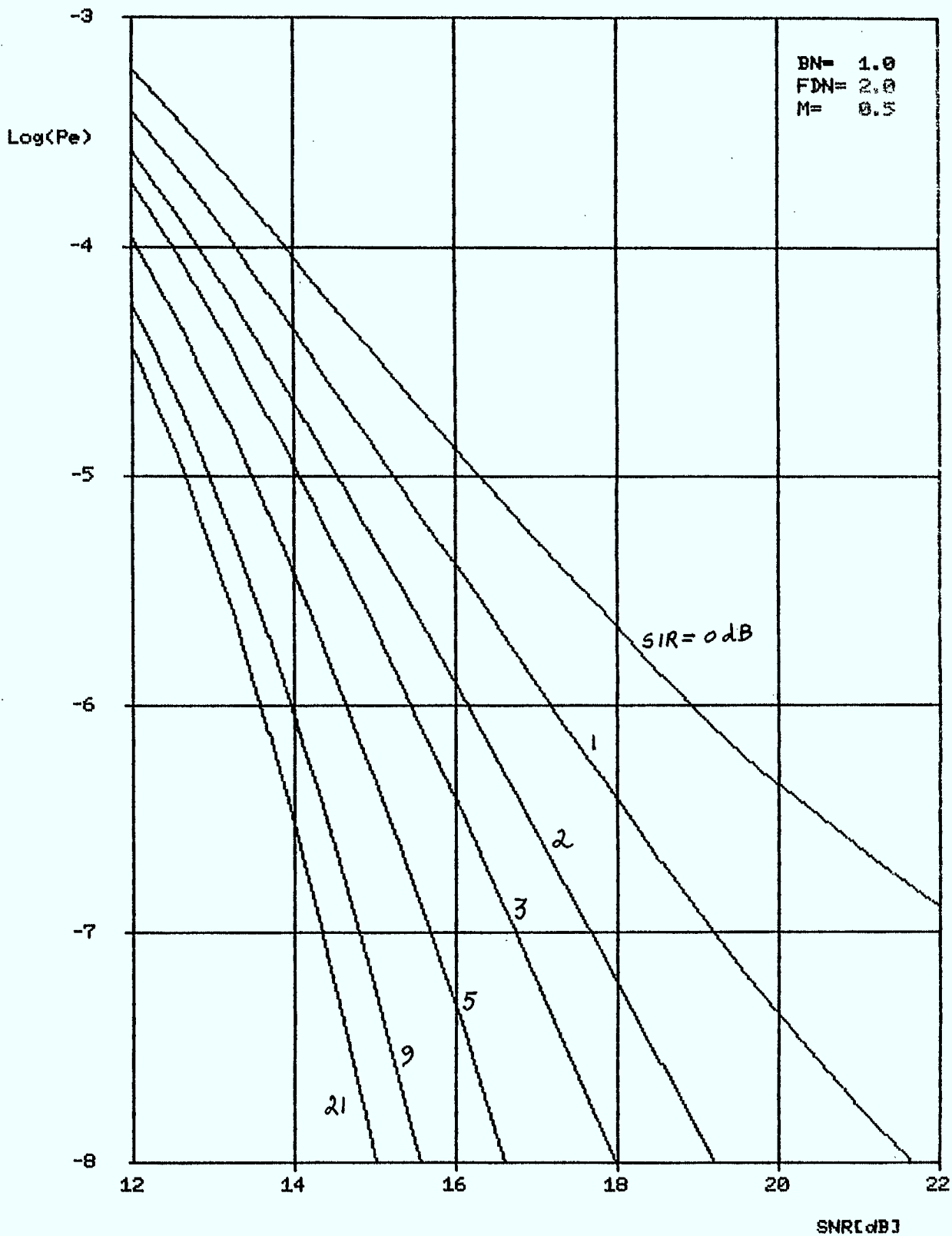
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



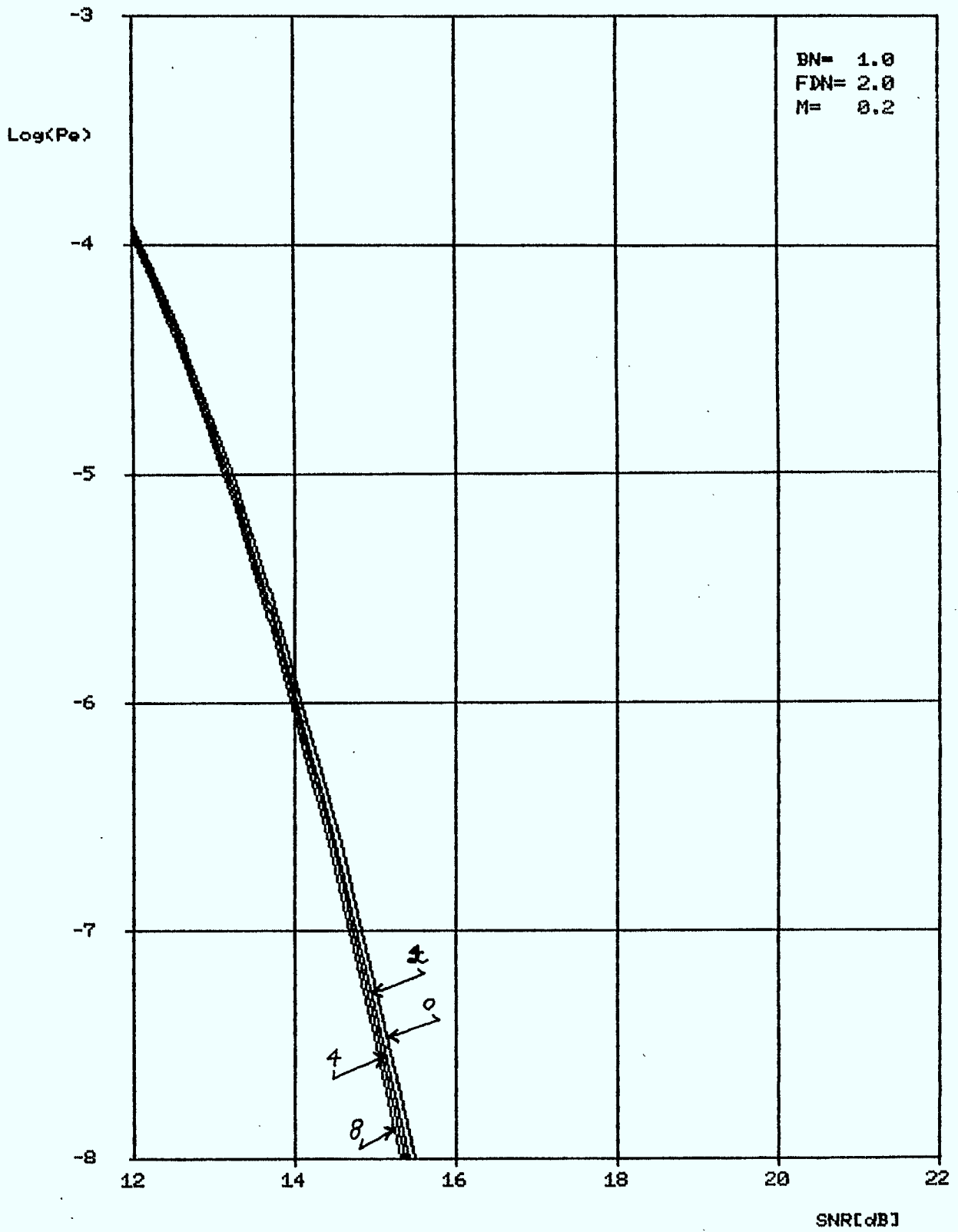
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



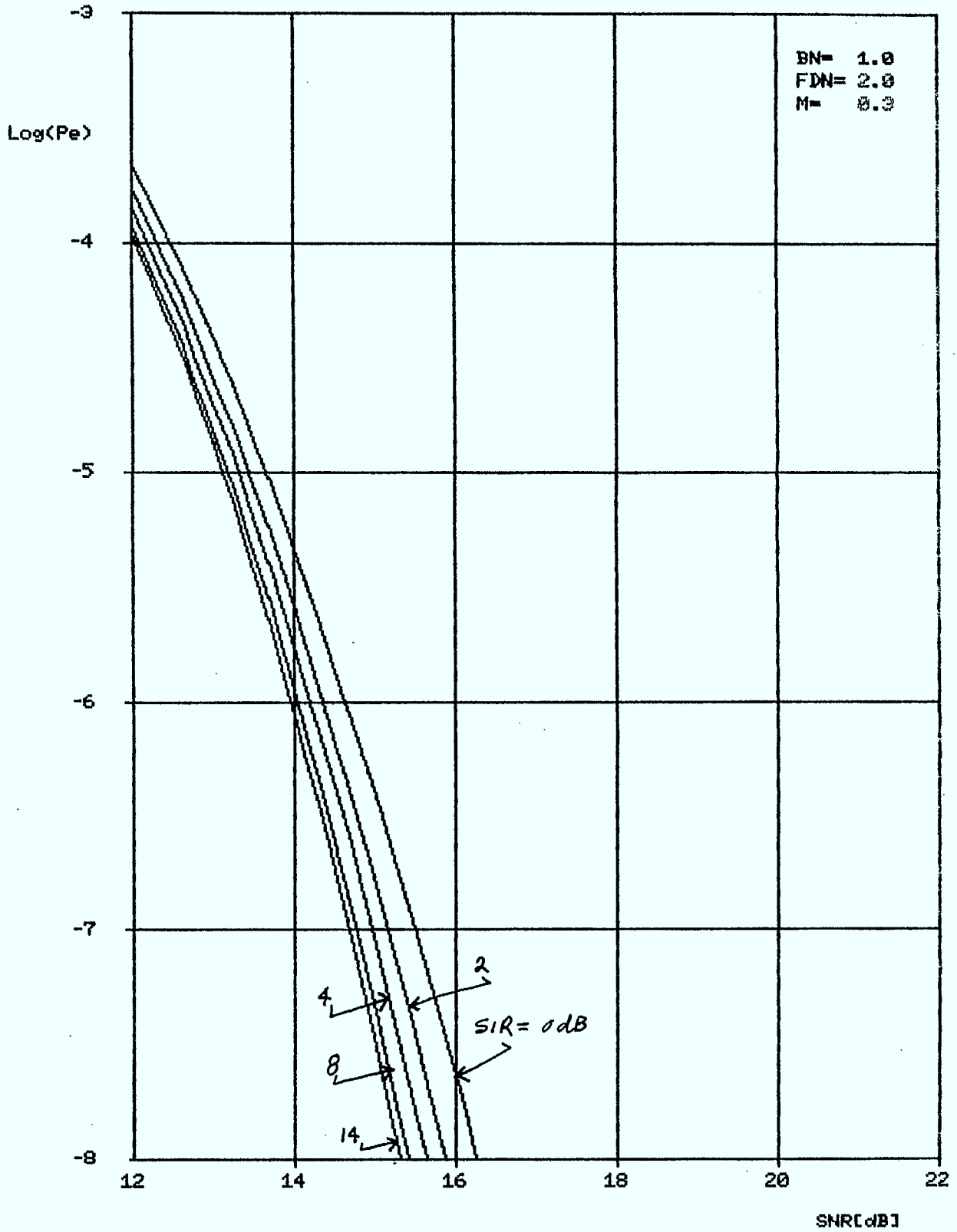
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 2



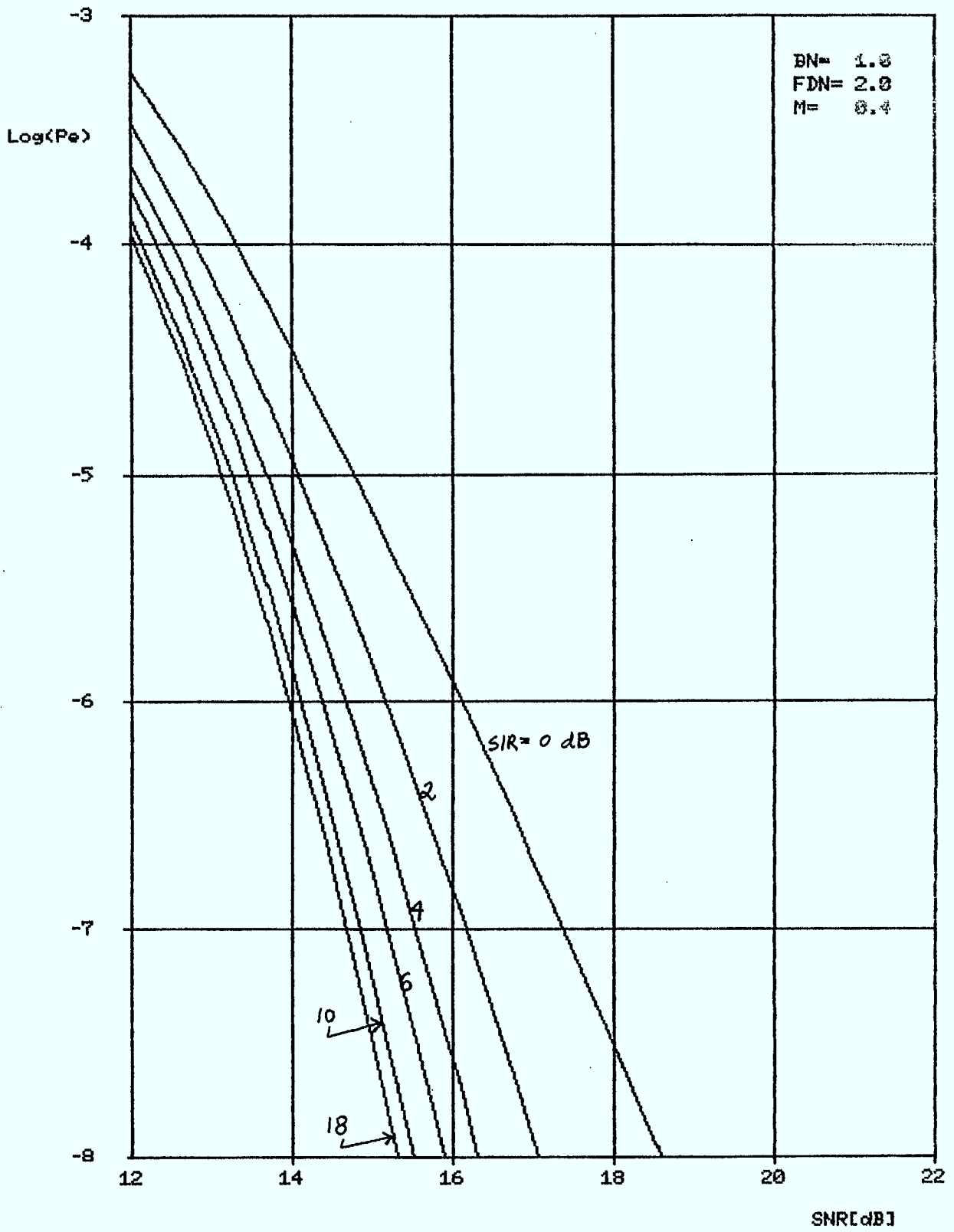
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



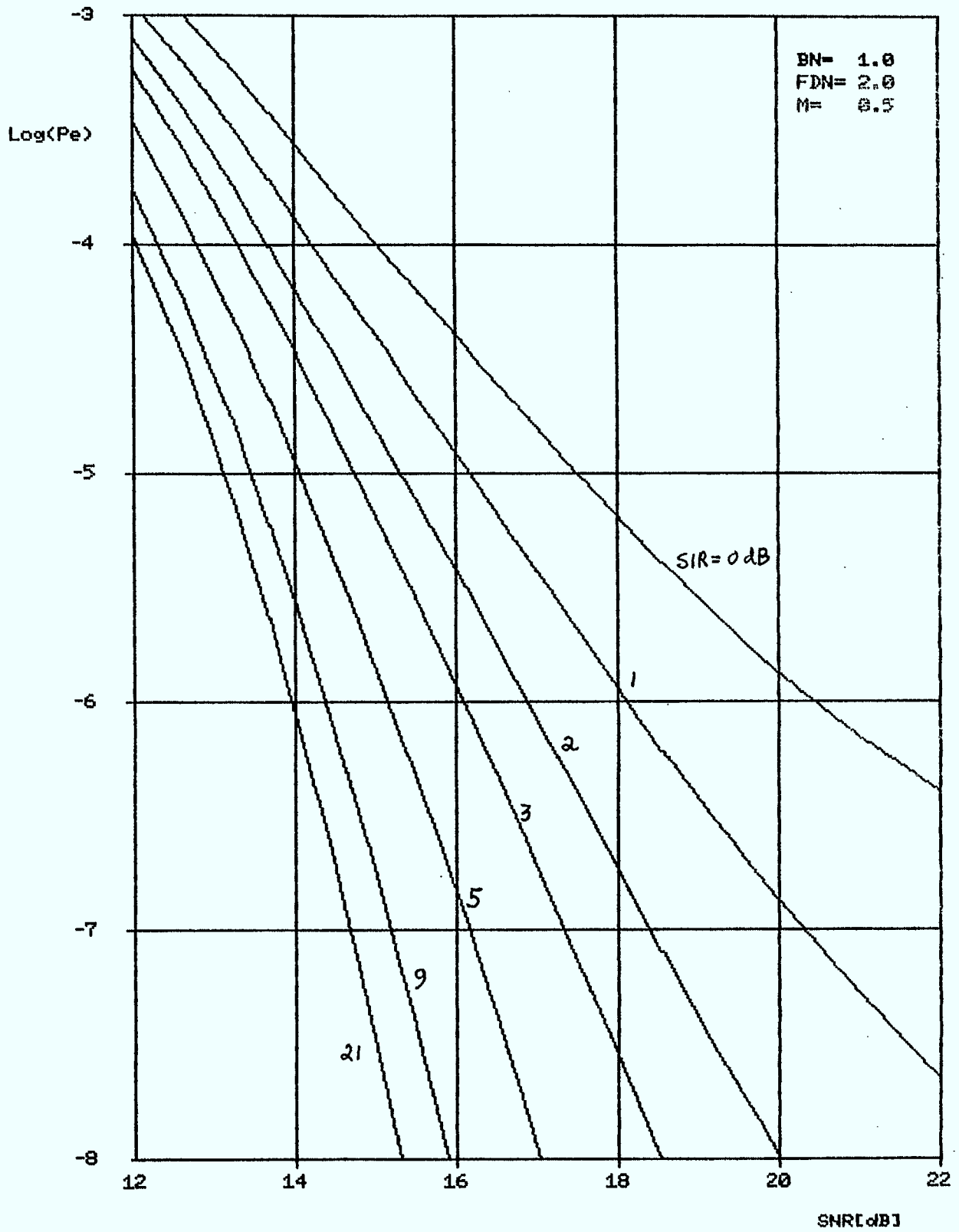
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



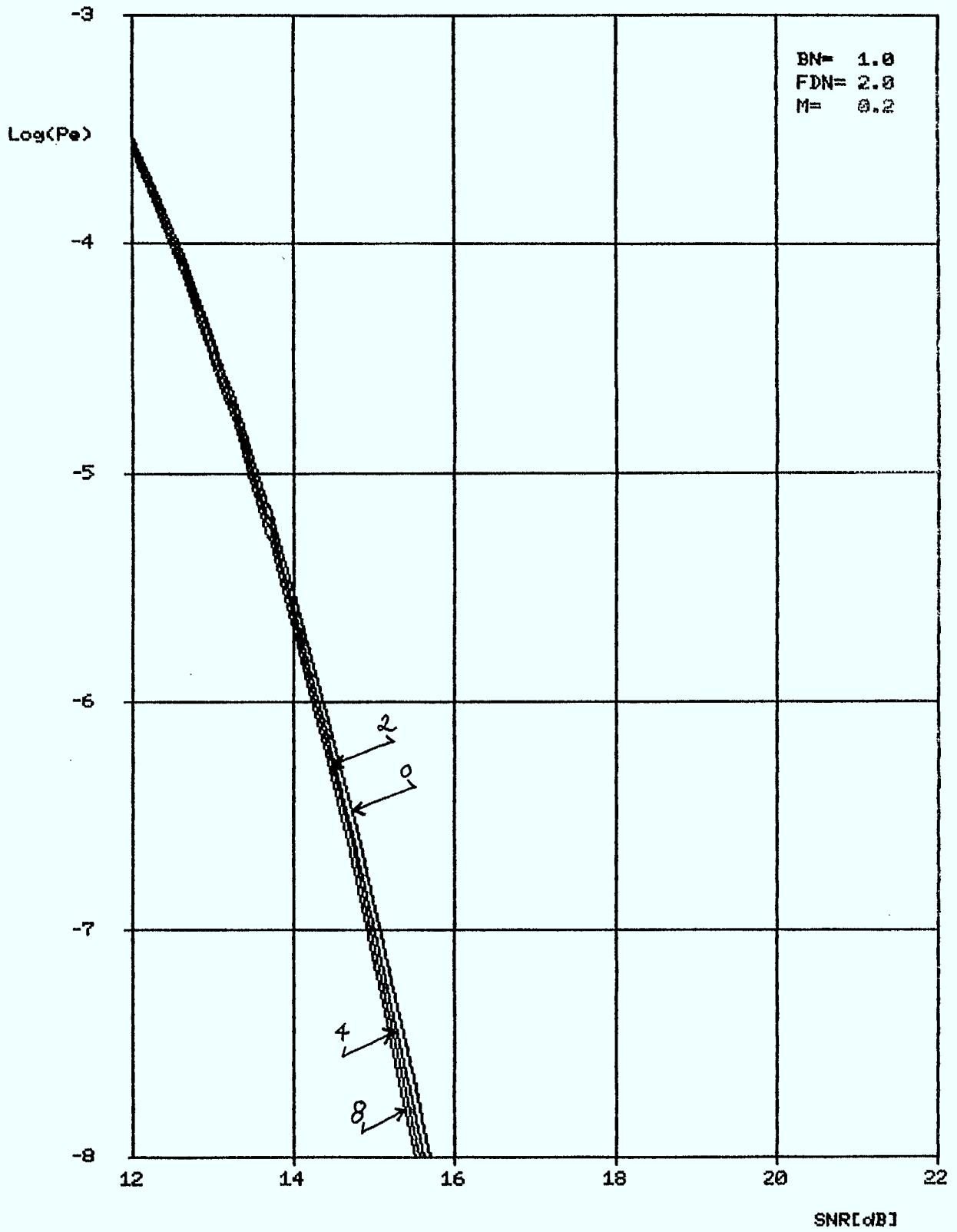
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



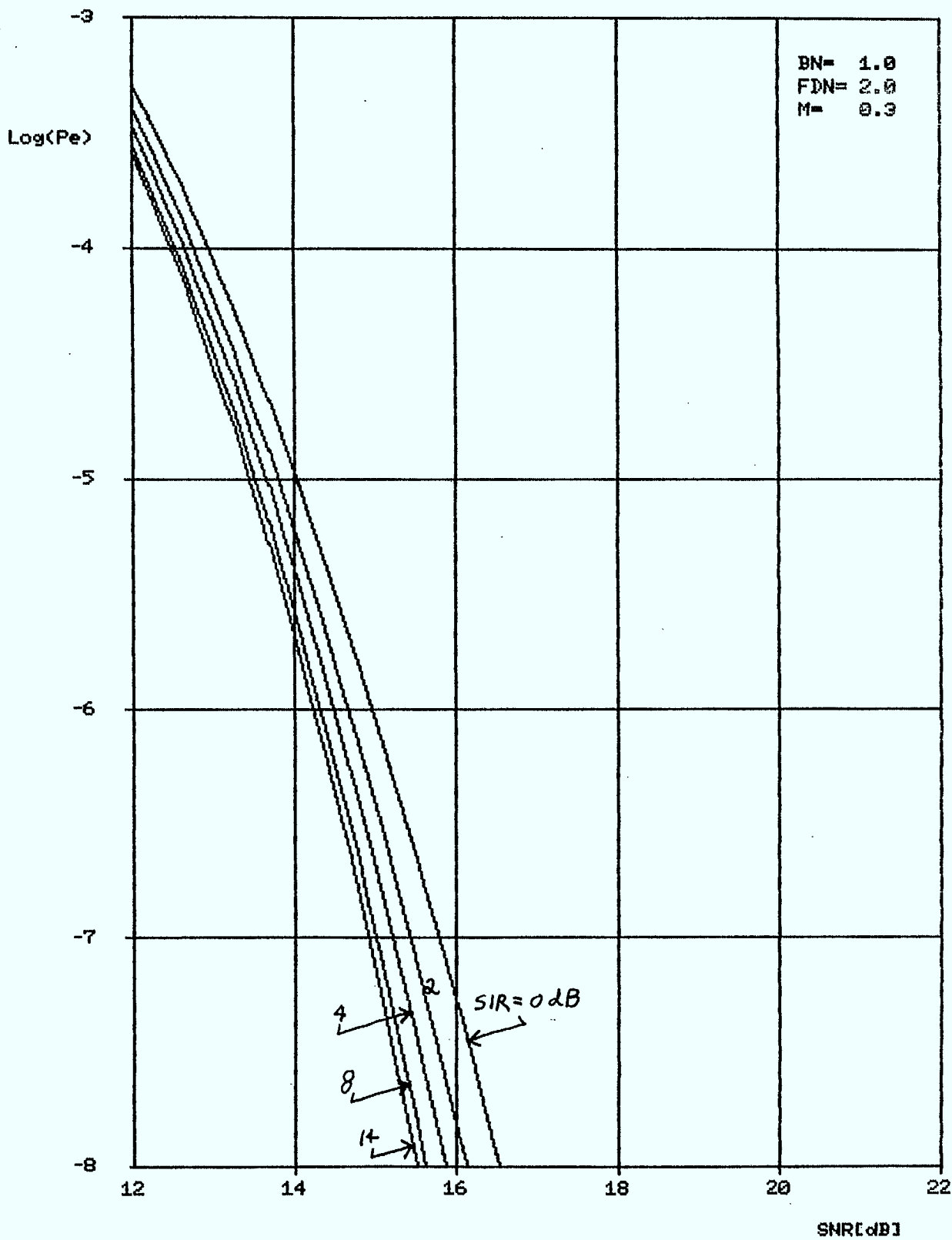
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 4



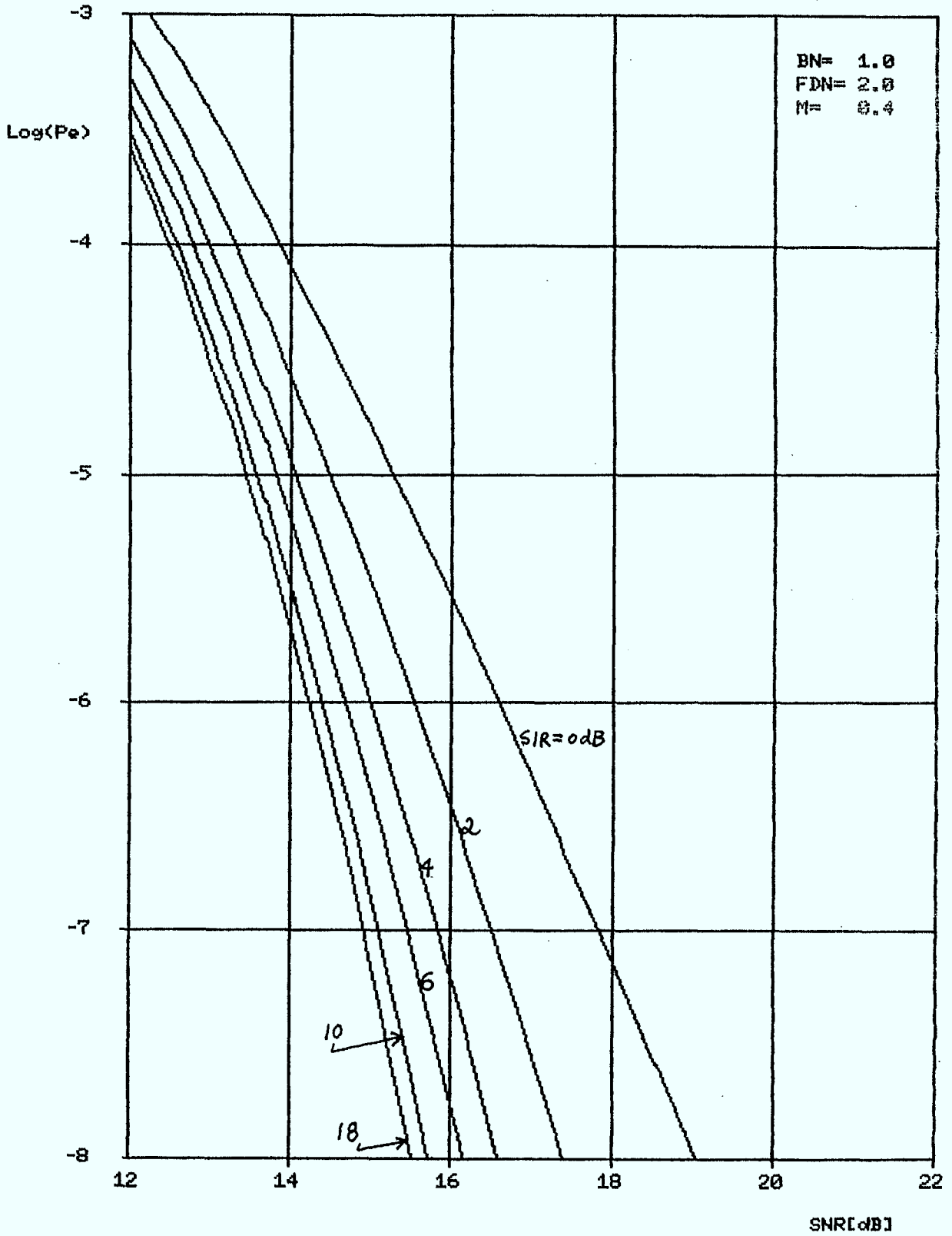
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 8



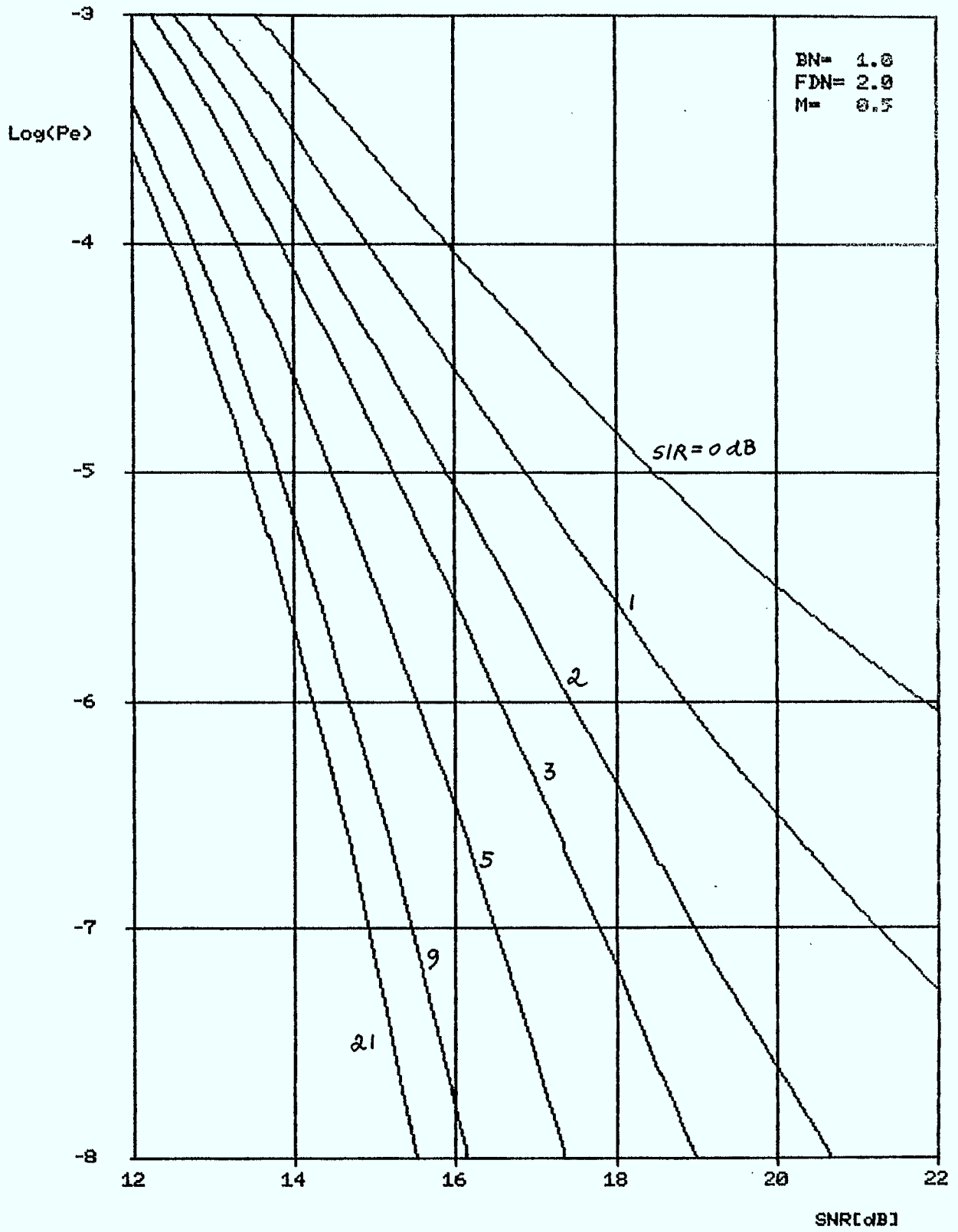
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 8



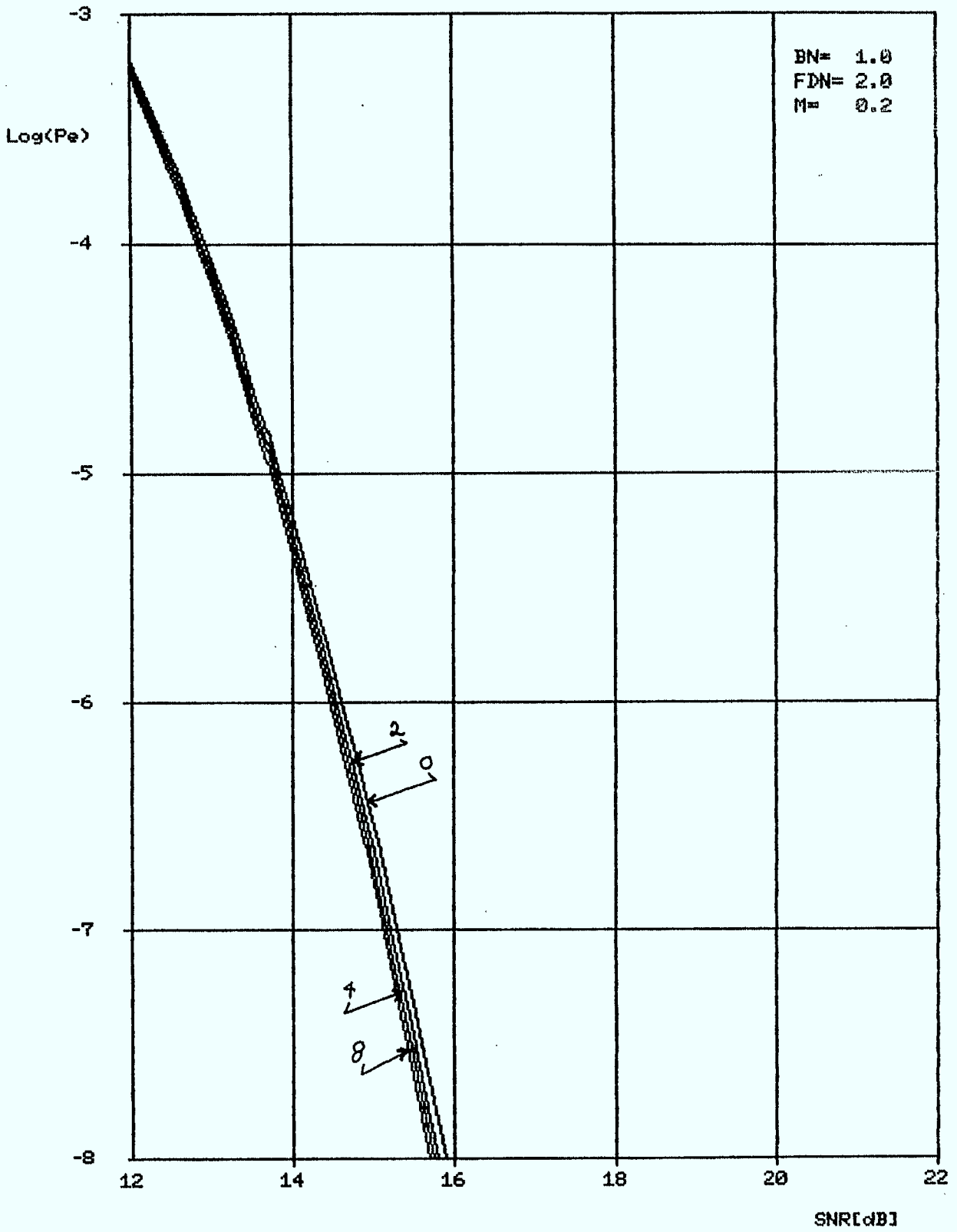
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 8



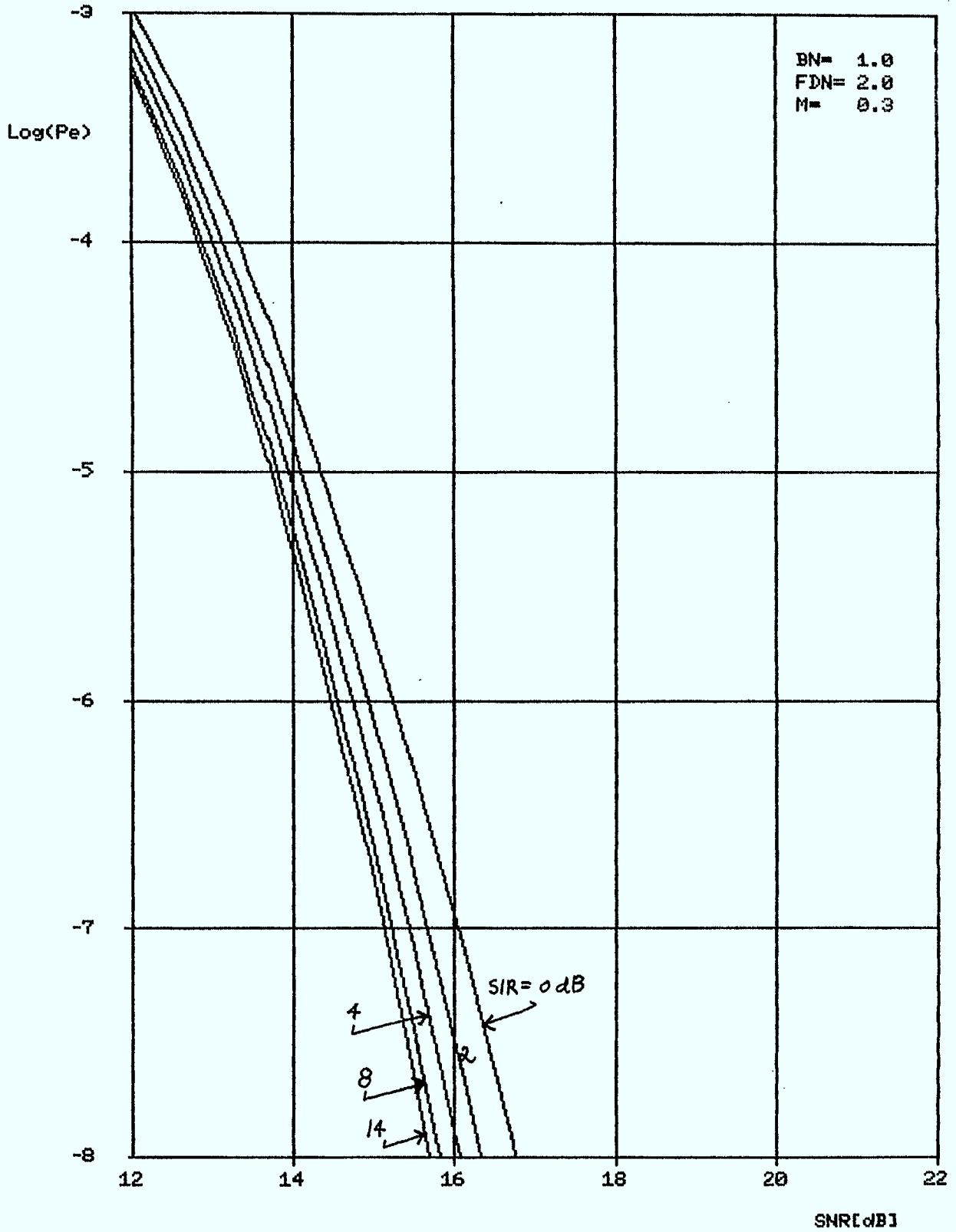
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 9



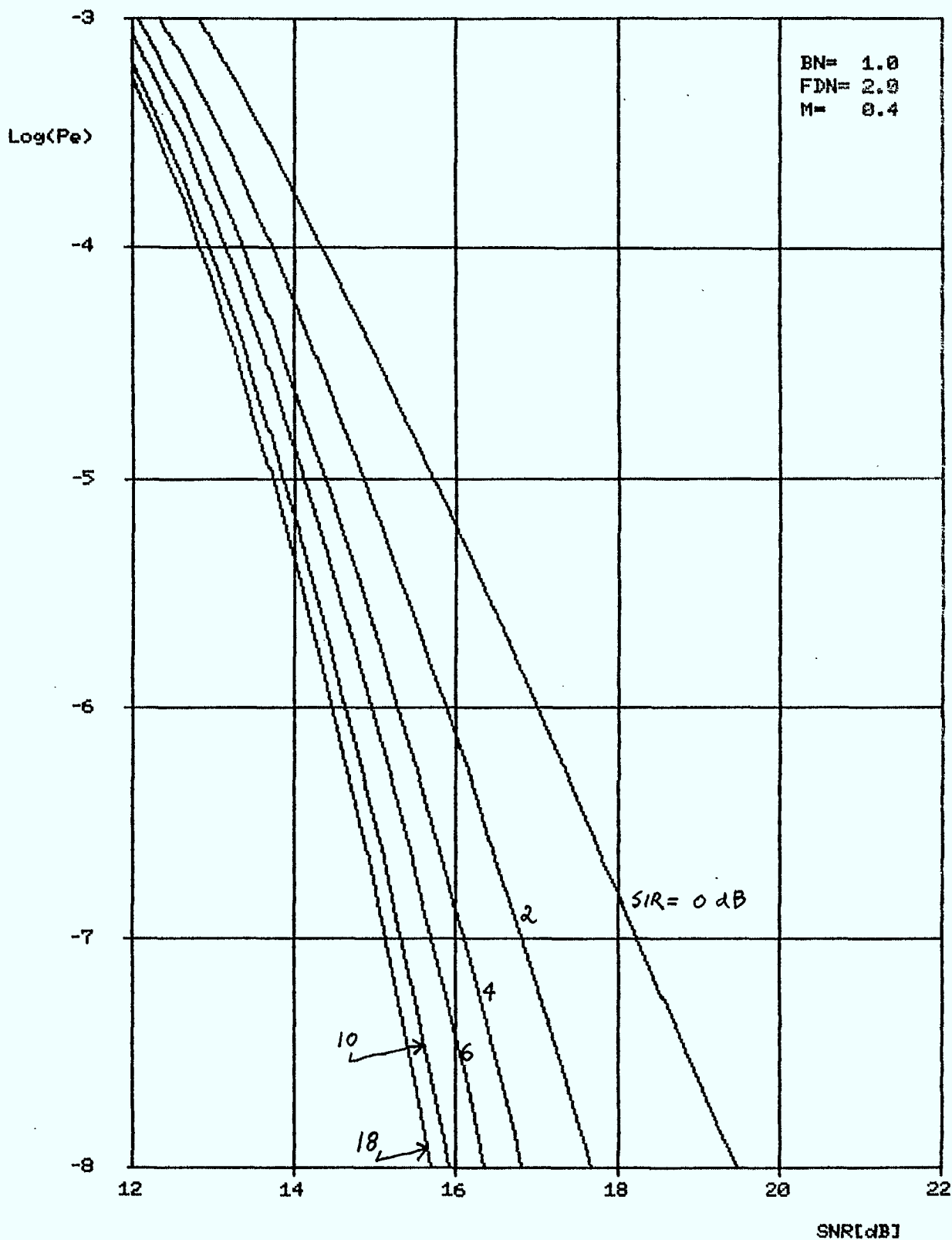
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



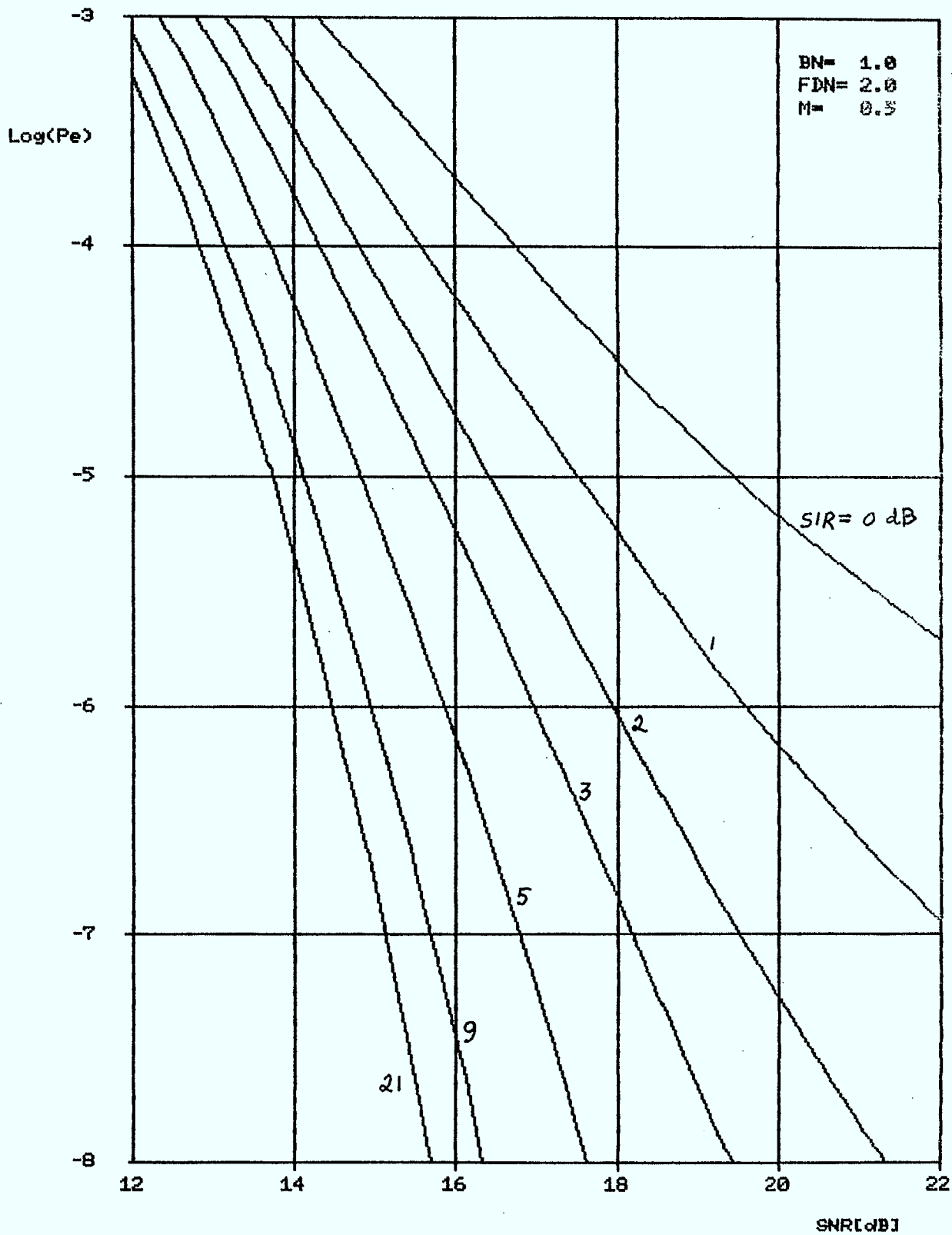
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



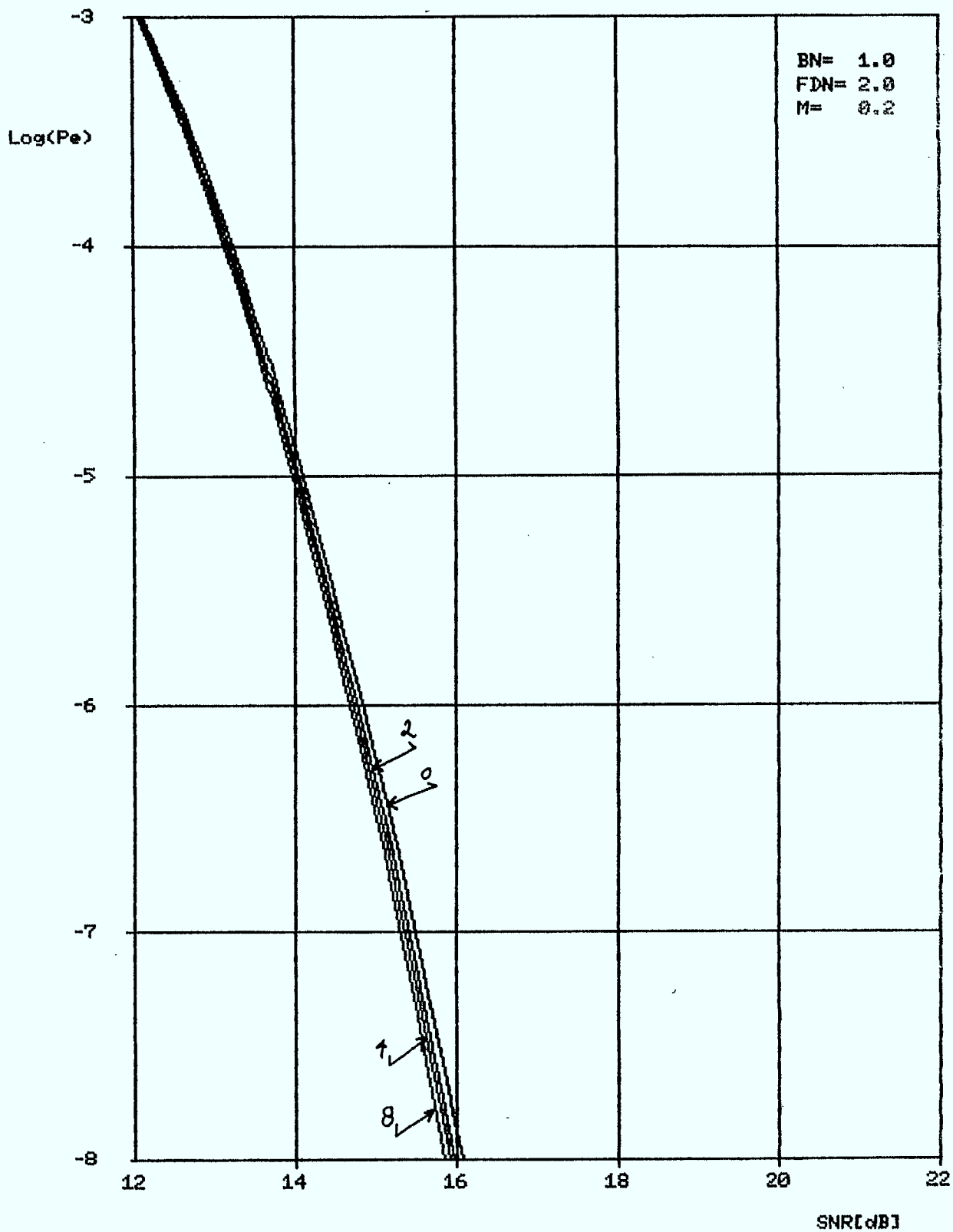
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



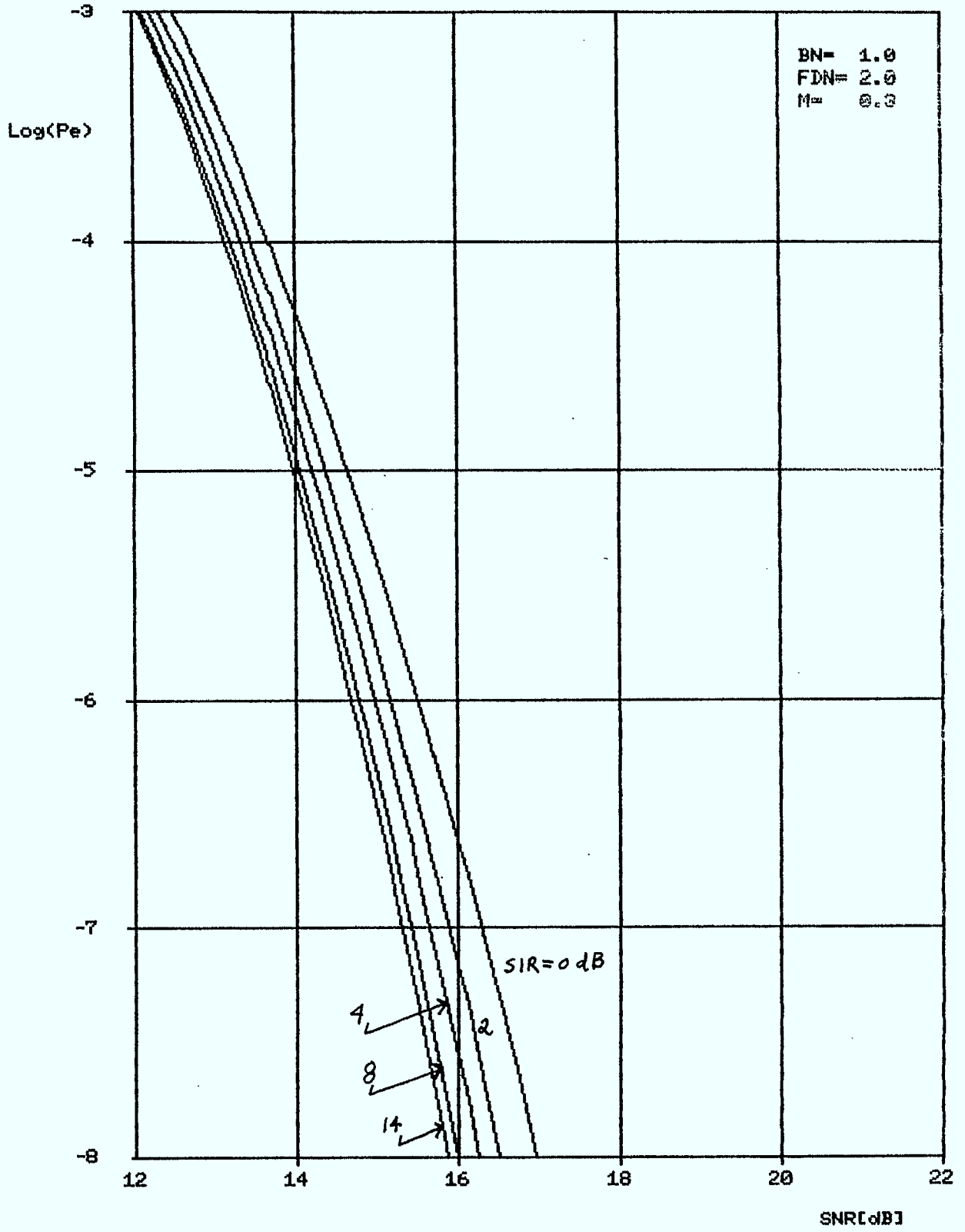
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 16



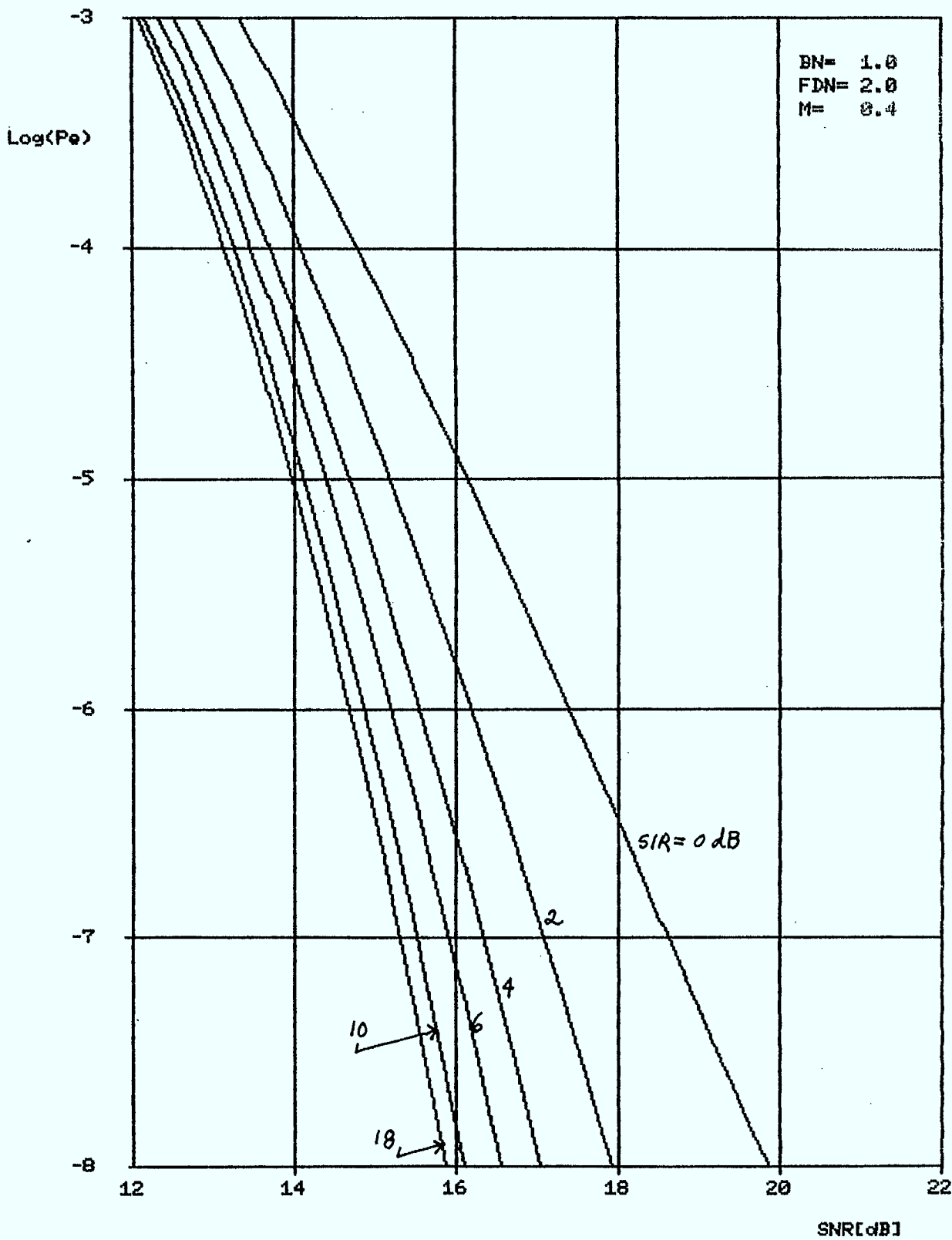
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 32



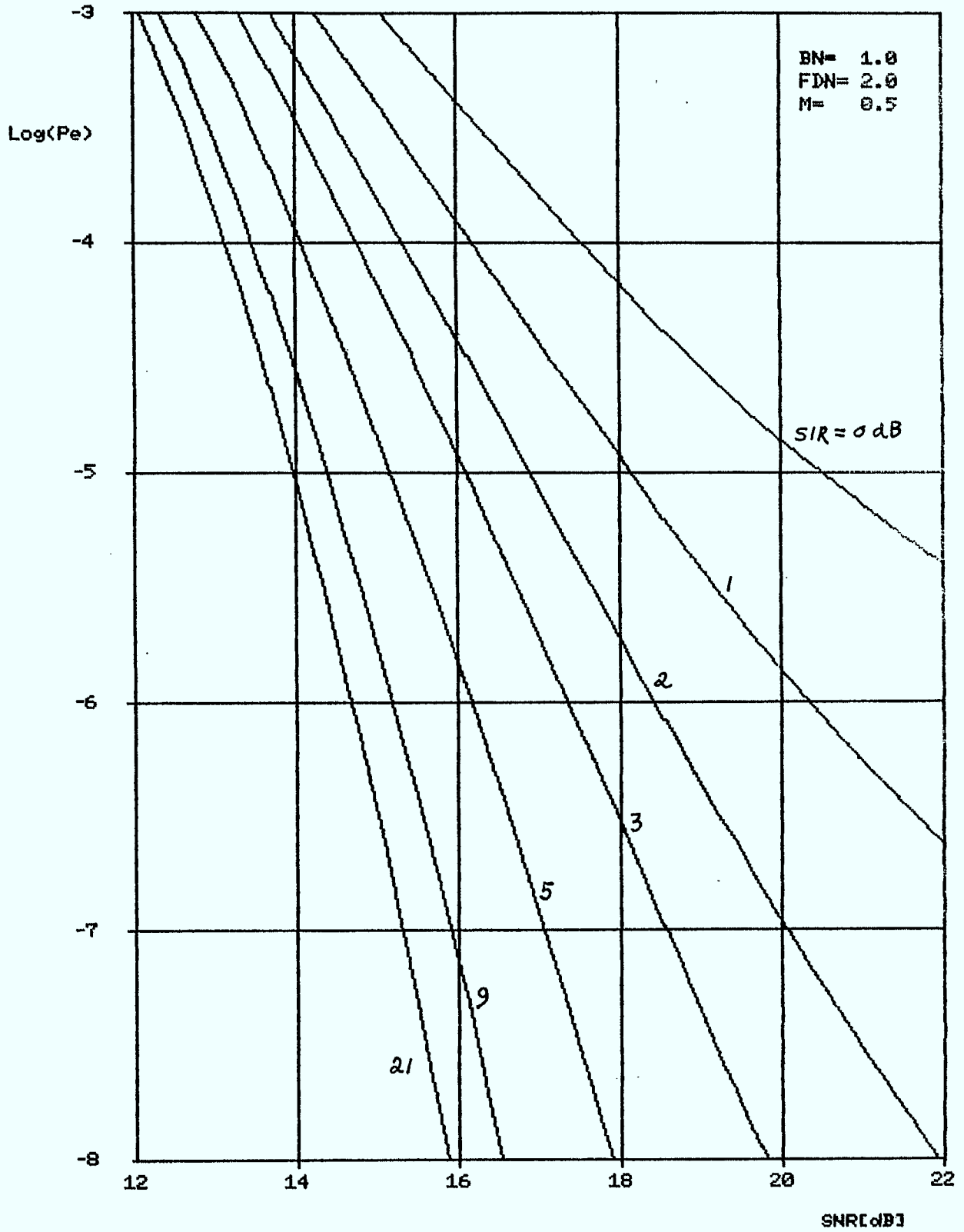
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 32



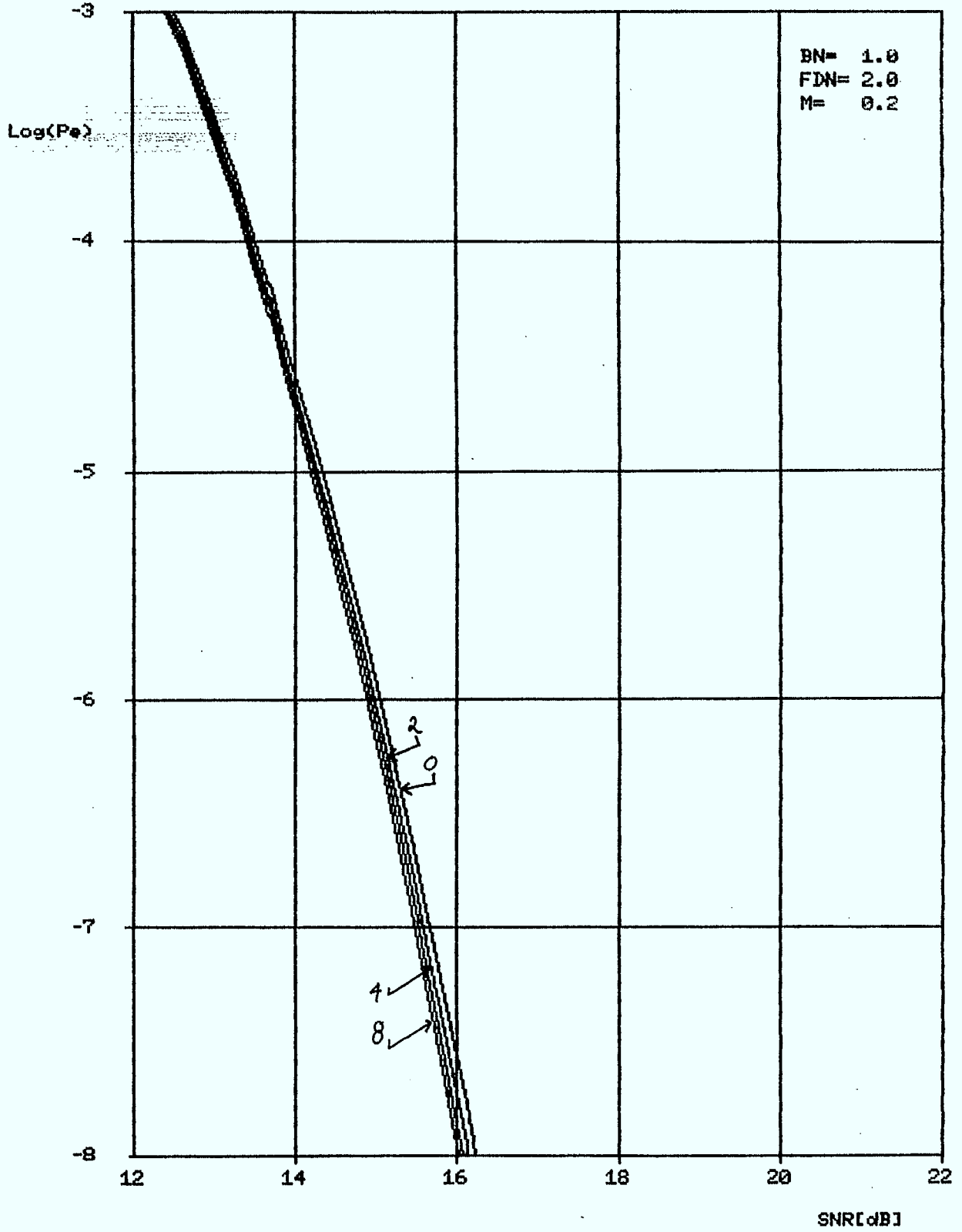
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 32



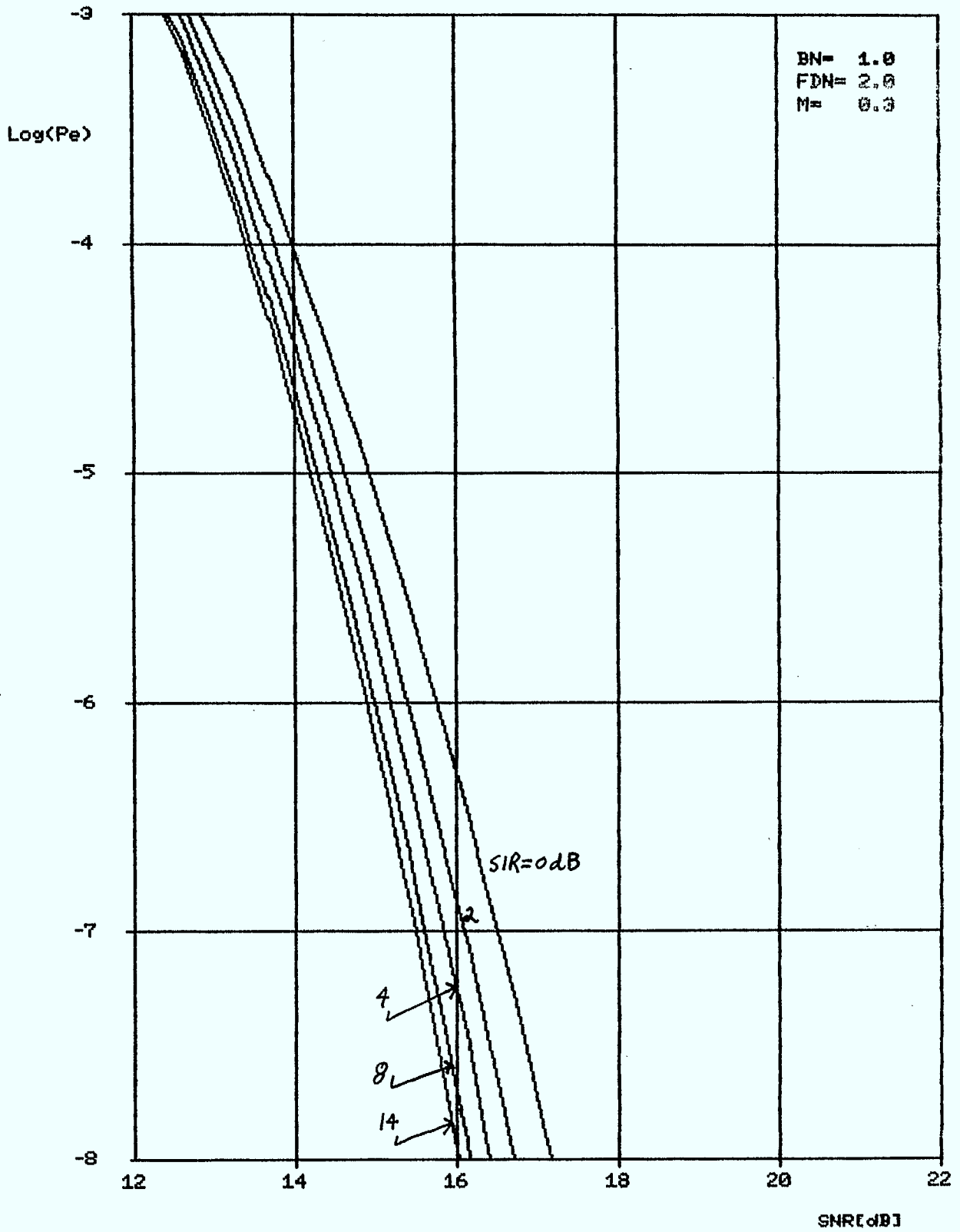
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 32



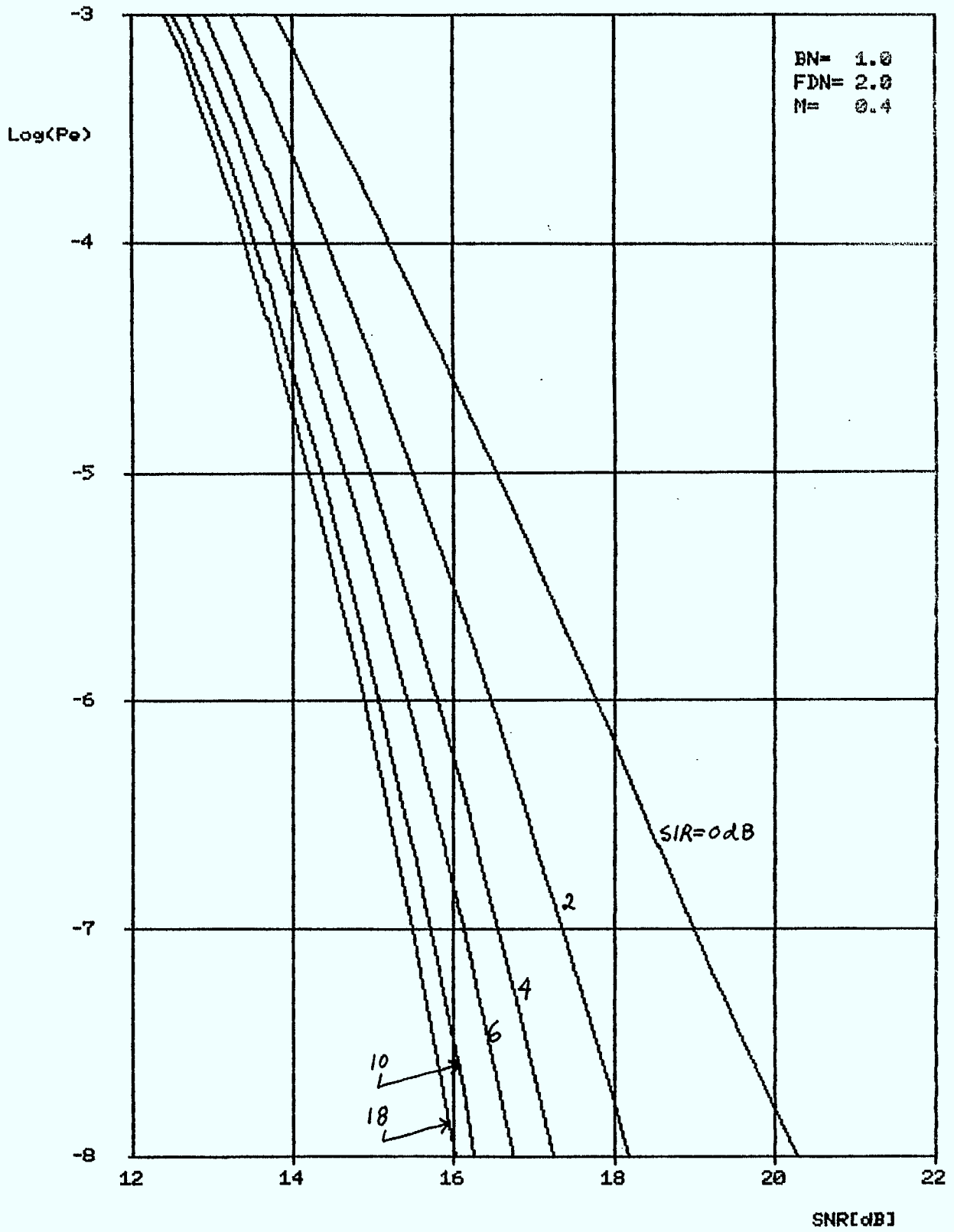
INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64



INTERFERENCE FDM-FM DANS SYSTEMES FSK 64

