

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR  
YANNICK DÉSAULNIERS

ÉTUDE COMPARATIVE DES MÉTHODES DE DÉTECTION À USAGERS  
MULTIPLES DANS LES SYSTÈMES DE COMMUNICATIONS SANS FIL MIMO  
ULTRA-LARGE BANDE

MAI 2009

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

## Résumé

Dans un système de communications sans fil Ultra-Large Bande (*UWB – Ultra-Wide Band*), les signaux transmis par le transmetteur subissent diverses distorsions dues, principalement, aux canaux fortement sélectifs en fréquence et par l'interférence causée par la présence d'autres usagers, avant d'être détectés par le récepteur. Afin d'atteindre de plus hauts débits tout en permettant à un plus grand nombre d'usagers de coexister, des méthodes de détection à usagers multiples sont développées pour améliorer la qualité de la réception et de la détection des signaux émis par un ou plusieurs usagers. En effet, il existe dans la littérature plusieurs méthodes de détection à usagers multiples qui permettent d'éliminer ces formes d'interférences.

Compte tenu du grand nombre de méthodes de détection à usagers multiples existantes, ce mémoire présente une étude comparative de la performance des algorithmes basés sur ces méthodes dans un contexte de systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* à hauts débits.

Les différentes méthodes de détection à usagers multiples considérées sont classées en trois catégories selon leur structure et leur performance, soient les méthodes directes, indirectes et mixtes. Toutes ces méthodes sont décrites dans leurs formes réelles afin de représenter les types de modulation de bas niveau utilisés par les systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB*. L'étude et l'analyse de la performance de ces algorithmes sont réalisées à l'aide de modèles de canaux *UWB* tirés de la littérature.

Nous avons évalué des méthodes directes dites adaptatives supervisées (*LMS*, *NLMS*, *RLS*, *LMS-DFE*, *NLMS-DFE*, *RLS-DFE*); des méthodes indirectes (*RAKE*, *ZF*, *MMSE*, *MPIC*, *MSIC*, *MPIC-DFE*, *MSIC-DFE*); ainsi que des méthodes mixtes (*MRC-RAKE-LMS*, *MRC-RAKE-NLMS*, *MRC-RAKE-RLS*, *MRC-MF-LMS*, *MRC-MF-NLMS*, *MRC-MF-RLS*, *MRC-RAKE-LMS-DFE*, *MRC-RAKE-NLMS-DFE*, *MRC-RAKE-RLS-DFE*, *MRC-MF-LMS-DFE*, *MRC-MF-NLMS-DFE*, *MRC-MF-RLS-DFE*, *Kalman*).

Les résultats de l'évaluation démontrent que l'utilisation d'un récepteur conventionnel de détection à simple utilisateur (*RAKE*) ne permet pas d'éliminer l'interférence générée par le caractère fortement sélectif en fréquence des canaux à trajets multiples *MIMO-UWB*.

De plus, notre étude démontre que plusieurs types de méthodes de détection à usagers multiples existantes présentent une bonne capacité à détecter les signaux *UWB* transmis par tous les utilisateurs dans un environnement typique des systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB*. Parmi ces méthodes de détection à usagers multiples, nous citons l'algorithme *RLS*, l'algorithme *MMSE* ainsi que l'algorithme du filtre de *Kalman*.

La vérification de concepts mathématiques par simulation sous une plate-forme matricielle uniforme *Matlab* renfermant les principaux éléments de la couche physique des systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB*, telle que décrite dans ce mémoire, n'avait pas encore été réalisée dans la littérature.

Les résultats de simulation présentés illustrent la performance de quelques méthodes de détection à usagers multiples à éliminer les interférences *MAI* et *ISI* dans un contexte pertinent et précis de systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB*.

## **Remerciements**

Tout d'abord, je tiens à remercier le professeur Adel Omar Dahmane, le directeur de ce travail, dont le temps alloué à ses étudiants n'est jamais compté. Son jugement et ses connaissances m'ont permis d'acquérir une excellente expérience en recherche. Je tiens, également, à lui rendre hommage sur un aspect plus personnel pour son grand soutien moral et sa confiance qu'il m'a toujours accordée. Il a tout mis en place pour faciliter mon intégration au sein de son équipe au Laboratoire des microsystèmes et des communications.

La seconde mention ira à mes parents qui m'ont offert toutes les chances qui leur étaient possibles de me donner afin que je puisse accomplir ce travail. Ils ont cru en moi et à mes chances de réaliser mon rêve.

Je tiens, également, à remercier très sincèrement mes coéquipiers du Laboratoire des microsystèmes et des communications de l'Université du Québec à Trois-Rivières. Leur inspiration, leur gentillesse et leur patience étaient exemplaires.

Finalement, j'exprime toute ma sympathie au corps professoral du Département de génie électrique et informatique de l'Université du Québec à Trois-Rivières ainsi qu'à notre administrateur réseau, Guy Boisclair.

# Table des matières

Résumé .....	ii
Remerciements .....	iv
Table des matières .....	v
Liste des tableaux .....	ix
Liste des figures .....	x
Liste des acronymes .....	xi
Liste des symboles .....	xiv
Chapitre 1 - Introduction .....	1
1.1 Problématique .....	4
1.2 Objectifs .....	5
1.3 Méthodologies .....	6
1.4 Organisation du mémoire .....	7
Chapitre 2 - Système de communications sans fil MIMO TH/DS-UWB .....	9
2.1 Modélisation des systèmes de communications sans fil MIMO TH/DS-UWB .....	11
2.1.1 Signaux TH-UWB .....	11
2.1.2 Signaux DS-UWB .....	12

2.2 Modélisation du canal de communication .....	14
2.2.1 Modèle de canaux IEEE 802.15.3.....	14
2.2.2 Modélisation du bruit.....	18
2.3 Classification des méthodes de détection à usagers multiples .....	19
2.3.1 Méthode à maximum de vraisemblance .....	20
2.3.2 Méthodes directes .....	20
2.3.3 Méthodes indirectes .....	21
2.3.4 Méthodes mixtes .....	24
2.4 Conclusion.....	25
Chapitre 3 - Algorithmes de détection à usagers multiples.....	26
3.1 Méthodes directes supervisées .....	26
3.1.1 Algorithme LMS .....	28
3.1.2 Algorithme NLMS .....	29
3.1.3 Algorithme RLS .....	29
3.1.4 Principe du filtre adaptatif à retour de décision (DFE).....	30
3.2 Méthodes indirectes.....	30
3.2.1 RAKE.....	31
3.2.2 Algorithme ZF .....	33
3.2.3 Algorithme MMSE .....	33

3.2.4 Méthodes de soustractions itératives des interférences .....	34
3.3 Méthodes mixtes.....	38
3.3.1 Méthodes hybrides .....	38
3.3.2 Algorithme du filtre de Kalman .....	39
3.4 Conclusion.....	42
Chapitre 4 - Synthèse des résultats de simulations .....	43
4.1 Procédure d'évaluation.....	44
4.1.1 Étude des paramètres des algorithmes .....	45
4.1.2 Analyse des caractéristiques des modèles de systèmes de communications sans fil TH/DS-UWB sur une plateforme de simulation SISO et MIMO.....	45
4.2 Paramètres retenus des algorithmes de détection à usagers multiples .....	45
4.3 Comparaison des performances par classe de méthodes de détection .....	52
4.3.1 Méthodes directes supervisées .....	52
4.3.2 Méthodes indirectes .....	54
4.3.3 Méthodes mixtes .....	55
4.4 Synthèse des résultats de simulations .....	57
4.5 Conclusion.....	61
Chapitre 5 - Conclusion générale .....	62
Bibliographie (ou Références) .....	66

Annexe A – Définition des matrices et des vecteurs utilisés dans la modélisation des détecteurs .....	78
Annexe B – Courbes du taux d'erreurs sur les bits des méthodes de détection à usagers multiples.....	83

## Liste des tableaux

Tableau 2-1	Caractéristiques à trajets multiples du canal cible.....	18
Tableau 3-1	Sommaire de l'algorithme du filtre de <i>Kalman</i> .....	41
Tableau 4-1	Paramètres optimaux des algorithmes .....	46

# Liste des figures

Figure 2.1	Schéma simplifié d'un système de communications sans fil <i>MIMO TH/DS-UWB</i> .....	10
Figure 2.2	Signal <i>UWB</i> d'un système de communications sans fil <i>TH-UWB</i> .....	12
Figure 2.3	Signal <i>UWB</i> d'un système de communications sans fil <i>DS-UWB</i> .....	13
Figure 3.1	Principe de fonctionnement d'un algorithme basé sur une méthode adaptative.....	27
Figure 4.1	Influence du nombre d'usagers sur la performance de méthodes de détection.....	48
Figure 4.2	Influence du nombre d'antennes sur la performance de méthodes de détection.....	50
Figure 4.3	Influence de la séquence d'étalement à saut temporel/directe ( <i>TH/DS</i> ) .....	51
Figure 4.4	Influence de la longueur de la séquence d'étalement directe <i>DS</i> .....	52
Figure 4.5	Comparaison de la performance de l'algorithme <i>RLS</i> et <i>RLS-DFE</i> .....	53
Figure 4.6	Comparaison de la performance du récepteur conventionnel, de l'algorithme <i>ZF</i> , de l'algorithme <i>MMSE</i> et des méthodes de soustractions itératives des interférences.....	54
Figure 4.7	Comparaison de la performance des algorithmes <i>MRC-MF-RLS</i> , <i>MRC-MF-RLS-DFE</i> et du filtre de <i>Kalman</i> .....	56
Figure 4.8	Comparaison de la performance de l'algorithme <i>RLS</i> , <i>MMSE</i> et du filtre de <i>Kalman</i> ( $N = 10000$ ).....	58
Figure 4.9	Comparaison de la performance de l'algorithme <i>RLS</i> , <i>MMSE</i> et du filtre de <i>Kalman</i> ( $N = 30000$ ).....	59

## Liste des acronymes

BER	: Bit Error Rate
BOK	: Bi-Orthogonal Keying
CDMA	: Code Division Multiple Access
CMA	: Constant Modulus Algorithmn
DD	: Directed Decision
DFE	: Decision Feedback Equalizer
DS	: Direct Sequence
DSP	: Digital Signal Processing
DSSS	: Direct Sequence Spread Spectrum
EIRP	: Effective Isotropic Radiated Power
FDMA	: Frequency Division Multiple Access
GPS	: Global Positioning System
HDR	: High Data Rate
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
IR	: Impulse Radio
ISI	: Inter-Symbol Interference
LAST-MUD : LAyered Space-Time Multi-User Detection	

LMS	: Least Mean Square
LOS	: Line Of Sight
MAI	: Multiple Access Interference
MB	: Multi-Band
MF	: Matched-Filter
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
MLSD	: Maximum-Likelihood Sequence Detection
MMSE	: Minimum Mean Square Error
MOE	: Minimum Output Energy
MPIC	: Multistage Parallel Interference Canceller
MRC	: Maximum Ratio Combining
MSIC	: Multistage Successive Interference Canceller
NLMS	: Normalized Least Mean Square
NLOS	: Non Line Of Sight
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	: On-Off Keying
PAM	: Pulse Amplitude Modulation
PCM	: Pulse Code Modulation
PPM	: Pulse Position Modulation

PSM	: Pulse Shape Modulation
RLS	: Recursive Least Square
RMS	: Root Mean Square
SISO	: Single Input Single Output
SNR	: Signal to Noise Ratio
STC	: Space-Time Coding
TDMA	: Time Division Multiple Access
TH	: Time-Hopping
THSS	: Time-Hopping Spread Spectrum
UMTS	: Universal Mobile Telecommunications System
UWB	: Ultra-Wide Band
V-BLAST	: Vertical Bell laboratories LAyered Space–Time
VLSI	: Very Large Scale Integration
WLAN	: Wireless Local Area Network
WPAN	: Wireless Personal Area Network
WUSB	: Wireless Universal Serial Bus
ZF	: Zero Forcing

## Liste des symboles

$\hat{a}_u^{(m)}(k)$	: Symboles binaires transmis par la $m^{ième}$ antenne du $u^{ième}$ utilisateur
$\hat{\tilde{a}}_u^{(m)}(k)$	: Symboles binaires estimés
$\hat{\mathbf{a}}_u^{(m)}$	: Symboles binaires transmis par la $m^{ième}$ antenne du $u^{ième}$ utilisateur
$\mathbf{a}(k)$	: Vecteur de données binaires transmises
$\hat{\mathbf{a}}_{Rake}(k)$	: Vecteur de données binaires estimées ( <i>RAKE</i> )
$\tilde{\mathbf{a}}_{Rake}(k)$	: Vecteur de données binaires estimées ( <i>RAKE</i> )
$\hat{\mathbf{a}}_{ZF}(k)$	: Vecteur de données binaires estimées ( <i>ZF</i> )
$\hat{\mathbf{a}}_{MMSE}(k)$	: Vecteur de données binaires estimées ( <i>MMSE</i> )
$\hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(l)}(k)$	: Vecteur de données binaires estimées ( <i>MPIC</i> )
$\hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o)}(k)$	: Vecteur de données binaires estimées ( <i>MPIC</i> )
$\tilde{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o)}(k)$	: Vecteur de données binaires estimées ( <i>MPIC</i> )
$\hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(l,i+1)}(k)$	: Vecteur de données binaires estimées ( <i>MSIC</i> )
$\hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o,i+1)}(k)$	: Vecteur de données binaires estimées ( <i>MSIC</i> )
$\tilde{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o,i)}(k)$	: Vecteur de données binaires estimées ( <i>MSIC</i> )
$\mathbf{a}(k)$	: Vecteur d'état ( <i>Kalman</i> )
$\hat{\mathbf{a}}(k k)$	: Vecteur d'état estimé ( <i>Kalman</i> )
$\beta_{l,j}$	: Atténuation associée au $l^{ième}$ trajet du $j^{ième}$ groupe (modèles de canaux)
$\mathbf{C}$	: Matrice de codes des utilisateurs

$\mathbf{c}_u^{(m)}$	: Séquences d'étalement utilisé par la $m^{\text{ième}}$ antenne du $u^{\text{ième}}$ utilisateur
$c_u^{(m)}(n_c)$	: Séquences d'étalement des utilisateurs
$\delta(t)$	: Impulsion de <i>Dirac</i>
$e(k)$	: Erreur d'estimation
$\mathbf{z}(k)$	: Vecteur d'innovation ( <i>Kalman</i> )
$E_u$	: Énergie émise par chaque utilisateur
$E\{ \}$	: Espérance mathématique
$\in$	: Symbole d'appartenance
$\mathbf{F}(i)$	: Pseudo-Inverse de la matrice de corrélation
$\mathbf{G}(k)$	: Vecteur de gain ( <i>RLS/Kalman</i> )
$\Gamma$	: Facteur d'affaiblissement de groupes (modèles de canaux)
$\gamma$	: Facteur d'affaiblissement de trajets (modèles de canaux)
$h_u^{(m,n)}(t)$	: Canaux des utilisateurs
$\mathbf{h}_u^{(m,n)}$	: Canaux des utilisateurs
$\mathbf{H}$	: Matrice de canaux
$\mathbf{I}_D$	: Matrice <i>Identité</i> de dimension $D$
$J$	: Nombre de groupes (modèles de canaux)
$K$	: Nombre de symboles à transmettre
$\mathbf{K}(k k)$	: Matrice de covariance d'erreur d'état prédit ( <i>Kalman</i> )
$\kappa_{l,j}^{(i)}$	: Coefficients de gain de trajets multiples (modèles de canaux)
$L$	: Nombre de coefficients à trajets multiples des canaux
$L_p$	: Nombre de doigts du <i>RAKE</i>

$\Lambda$	: Cadence d'arrivée de groupes (modèles de canaux)
$\lambda$	: Cadence d'arrivée des trajets à l'intérieur de chaque groupe (modèles de canaux)
$\lambda_{max}$	: Valeur propre maximale de la matrice de corrélation ( <i>LMS</i> )
$\lambda_{RLS}$	: Facteur d'oubli ( <i>RLS</i> )
$M$	: Ordre de filtres adaptatifs
$M_{DFE}$	: Ordre de filtres adaptatifs à retour de décision
$M_o$	: Nombre d'étages des méthodes de soustractions itératives des interférences
$N_c$	: Gain d'étalement
$N_{ISI}$	: Nombre de symboles impliqués dans l'interférence inter-symboles
$N_0 / 2$	: Énergie du bruit blanc gaussien additif
$N_r$	: Nombre d'antennes de réception
$N_t$	: Nombre d'antennes de transmission
$N_u$	: Nombre d'utilisateurs
$\eta^{(n)}(t)$	: Processus de bruit blanc gaussien additif réel de moyenne nulle associé à la $n^{ième}$ antenne de réception
$\boldsymbol{\eta}(k)$	: Vecteur de bruit blanc gaussien additif
$\boldsymbol{\eta}(k)$	: Bruit de mesures ( <i>Kalman</i> )
$n_1$	: Atténuation de groupes (modèles de canaux)
$n_2$	: Atténuation de trajets (modèles de canaux)
$\mathbf{O}_{D \times D}$	: Matrice nulle de dimension $D \times D$
$\Omega_0$	: Énergie moyenne du 1 <sup>ier</sup> trajet du $j^{ième}$ groupe (modèles de canaux)

$\Omega(k)$	: Matrice équivalente à $\mathbf{CHK}(k \mid k-1)$ ( <i>Kalman</i> )
$p(T_j \mid T_{j-1})$	: Distribution des temps d'arrivée de groupes (modèles de canaux)
$p(\tau_{l,j} \mid \tau_{(l-1),j})$	: Distribution des temps d'arrivée des trajets (modèles de canaux)
$p_{l,j}$	: Considération de l'inversion du signal due aux réflexions (modèles de canaux)
$P_{RLS}$	: Inverse de la matrice de corrélation ( <i>RLS</i> )
$\Psi^{(1)}(k)$	: Vecteur des interférences <i>MAI</i> et <i>ISI</i> calculé par le 1 <sup>er</sup> étage ( <i>MPIC</i> )
$\Psi^{(M_o)}(k)$	: Vecteur des interférences <i>MAI</i> et <i>ISI</i> calculé par l'étage $M_o$ ( <i>MPIC</i> )
$\Psi^{(1,i)}(k)$	: Vecteur des interférences <i>MAI</i> et <i>ISI</i> calculé par le 1 <sup>er</sup> étage ( <i>MSIC</i> )
$\Psi^{(M_o,i)}(k)$	: Vecteur des interférences <i>MAI</i> et <i>ISI</i> calculé par l'étage $M_o$ ( <i>MSIC</i> )
$\mathbf{Q}_n(k)$	: Matrice de covariance du bruit de mesures ( <i>Kalman</i> )
$\mathbf{Q}_s(k)$	: Matrice de covariance du bruit de processus ( <i>Kalman</i> )
$r^{(n)}(t)$	: Signal reçu à la $n^{\text{ième}}$ antenne du récepteur
$\mathbf{r}(k)$	: Vecteur du signal reçu
$\mathbf{r}(k)$	: Vecteur d'observations ( <i>Kalman</i> )
$R$	: Matrice de corrélation
$s_u^{(m)}(t)$	: Signal transmis par la $m^{\text{ième}}$ antenne du $u^{\text{ième}}$ utilisateur
$\sigma_1$	: Écart-type de la distribution en logarithmique normale de l'atténuation de grandes échelles associée aux groupes (modèles de canaux)
$\sigma_2$	: Écart-type de la distribution en logarithmique normale de l'atténuation de grandes échelles associée aux trajets (modèles de canaux)

$\sigma_u$	: Écart-type des bits envoyés
$\sigma_n$	: Écart-type du processus de bruit blanc gaussien additif
$\sigma_x$	: Écart-type de la distribution en logarithmique normale de l'énergie totale des trajets multiples capturée par le terme $X_i$ (modèles de canaux)
$T_c$	: Durée d'un « <i>chip</i> » (modèles de signaux <i>UWB</i> )
$T_f$	: Période de répétition des impulsions (modèles de signaux <i>UWB</i> )
$T_w$	: Durée d'une impulsion <i>UWB</i> (modèles de signaux <i>UWB</i> )
$T_j^{(i)}$	: Délai du $j^{\text{ième}}$ groupe de trajets multiples (modèles de canaux)
$\tau_p$	: Facteur d'échelle de la largeur de bande
$\tau_u$	: Délai de transmission asynchrone associé au $u^{\text{ième}}$ utilisateur
$\tau_{l,j}^{(i)}$	: Délai du $l^{\text{ième}}$ trajet relatif au $j^{\text{ième}}$ temps d'arrivée de groupes ( $T_j^{(i)}$ ) (modèles de canaux)
$\Theta$	: Matrice de transition ( <i>Kalman</i> )
$\mu_{l,i}$	: Moyenne de la distribution en logarithmique normale de l'atténuation de grandes échelles (modèles de canaux)
$\mu_{LMS}$	: Pas d'adaptation ( <i>LMS</i> )
$\mathbf{v}(k)$	: Bruit de processus ( <i>Kalman</i> )
$\omega(t)$	: Forme d'impulsion <i>UWB</i> (modèles de signaux)
$\mathbf{w}(k)$	: Vecteur de poids de filtres adaptatifs

$\mathbf{w}_{MMSE}$	: Matrice de poids du récepteur <i>MMSE</i>
$\mathbf{x}(k)$	: Vecteur d'entrée de filtres adaptatifs
$\boldsymbol{\chi}(k)$	: Matrice équivalente à $\mathbf{C}\mathbf{H}\boldsymbol{\Omega}^H(k) + \mathbf{Q}_n(k)$ ( <i>Kalman</i> )
$\xi_j$	: Atténuation associée au $j^{ième}$ groupe (modèles de canaux)
$y_u^{(m)}(k)$	: Sortie de filtres adaptatifs
$\mathbf{y}_u^{(m,n)}$	: Vecteur de sortie du récepteur <i>RAKE</i>
$\mathbf{y}_{Rake}(k)$	: Vecteur de sortie du récepteur <i>RAKE</i>
$\mathbf{y}_{Rake}(k)$	: Vecteur de sortie du récepteur <i>RAKE</i> ( <i>MPIC, MSIC</i> )
$\mathbf{y}_{ZF}(k)$	: Vecteur de sortie du décorrélateur ( <i>ZF</i> )
$\mathbf{y}_{MMSE}(k)$	: Vecteur de sortie du récepteur <i>MMSE</i>
$\mathbf{y}_{PIC}^{(1)}(k)$	: Vecteur de sortie du 1 <sup>ier</sup> étage du récepteur <i>MPIC</i>
$\mathbf{y}_{PIC}^{(M_o)}(k)$	: Vecteur de sortie de l'étage $M_o$ du récepteur <i>MPIC</i>
$\mathbf{y}_{SIC}^{(1,i+1)}(k)$	: Vecteur de sortie du 1 <sup>ier</sup> étage du récepteur <i>MSIC</i>
$\mathbf{y}_{SIC}^{(M_o,i+1)}(k)$	: Vecteur de sortie de l'étage $M_o$ du récepteur <i>MSIC</i>
$\sum$	: Symbole de la sommation
$\exp[]$	: Fonction exponentielle (modèles de canaux)
$Normal(\mu, \sigma^2)$	: Distribution logarithmique normale de moyenne $\mu$ et de variance $\sigma^2$
$\ \cdot\ $	: Norme-2

$(\cdot)^T$	: Transposée
$(\cdot)^H$	: Transposée du conjugué
$\text{sign}(\cdot)$	: Fonction signe
$\lfloor \cdot \rfloor$	: Fonction partie entière par défaut « plancher »
$(\cdot)^{-1}$	: Inversion matricielle
$(\cdot)^\dagger$	: Pseudo-Inversion matricielle
$\odot$	: Produit de <i>Hadamard</i>
$\text{diag}\{A, B\}$	: Fonction qui retourne une matrice dont les matrices A et B se retrouvent sur sa diagonale principale.

# Chapitre 1 - Introduction

Ultra-Large Bande (*UWB – Ultra-Wide Band*) est une technologie radio récente avec des caractéristiques uniques permettant des avancements majeurs dans les communications sans fil, le réseautage, les capteurs, le radar, l'imagerie et les systèmes de positionnement. Pour sa réglementation, la Federal Communications Commissions (*FCC*) aux États-Unis, a déposé un premier rapport en 2002 allouant une grande bande de fréquences à cette technologie émergente (3.1-10.6 GHz). Les transmissions *UWB* sont caractérisées par une largeur de bande fractionnaire plus grande que 20% ou une largeur de bande de transmission d'au moins 500 MHz. Comme le spectre de puissance des dispositifs *UWB* se chevauche avec d'autres technologies, leur puissance isotrope rayonnée équivalente (*EIRP*) est restreinte par un masque spectral (-41.3 dBm/MHz) [YAN04]. Ce masque permet la coexistence des systèmes *UWB* avec les technologies partageant le même spectre (*Bluetooth, WiFi, WiMAX, GPS, GSM900, UMTS/WCDMA.*) [HÄM02][HÄM04] [RAH07][SAR07]. Selon le théorème de capacité de Shannon, l'utilisation d'une largeur de bande ultra-large promet des débits élevés de transmission (~Gbps) [SIW04].

Cette nouvelle technologie comporte plusieurs avantages. De petits systèmes *UWB* de faible complexité (faible puissance) peuvent être développés à faibles coûts puisqu'ils sont en bande de base c'est-à-dire qu'ils n'ont pas besoin de porteuse pour transmettre l'information [SHE06]. Une haute résolution dans le domaine temporel des signaux *UWB* est possible ce qui entraîne de faibles marges d'évanouissement donc, une robustesse contre

les trajets multiples typiques des canaux de communications sans fil [POR03]. De plus, cette technologie permet d'offrir des gains de traitement beaucoup plus grands que ceux des systèmes de communication à étalement de spectre à séquence directe traditionnelle. Une application importante de cette technologie *UWB* se trouve parmi les réseaux personnels sans fil (*WPAN – Wireless Personal Area Network*), où l'information est transmise sur une distance de moins de 10 mètres [ROY04]. Les applications pour ce type de réseaux sans fil se divisent en deux catégories soient à faibles débits (*IEEE 802.15.4a*) ou à hauts débits (*IEEE 802.15.3*) [CAR06]. Les applications à hauts débits (>100Mbps) sont principalement reliées aux consommateurs d'électronique (Vidéo) et les réseaux d'ordinateurs (*Wireless USB – Universal Serial Bus*) tandis que les applications à faibles débits peuvent inclurent les autres consommateurs d'électronique (Audio) ainsi que les tâches qui étaient traditionnellement traitées par les appareils à infrarouge et *Bluetooth* [ALL05].

Deux couches physiques alternatives de systèmes *UWB*, offrant théoriquement de hauts débits, ont été proposées pour la norme des réseaux personnels sans fil à hauts débits soient le modèle à simple bande et à bandes multiples. Le modèle à simple bande utilise différentes formes d'impulsions [GAO07][TJH07][HU04][SAB06][NAK03][NEY07] de très courtes durées avec un petit rapport cyclique (~0.5ns, ~0.5%) [NEK05] et la technique d'étalement de spectre pour transmettre l'information (*DS-UWB – Direct Sequence UWB*) [FOE02][RUN03] tandis que le modèle à bandes multiples utilise le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence dans de multiples bandes (*MB-OFDM – Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [BAL03][RAZ07][YAN07][BAT04] [GUÉ07][MEH07][CHE06a].

Le deuxième modèle est utilisé présentement dans la couche physique des systèmes de communications sans fil *Wireless USB* (*WUSB*, 480Mbps ~ 3m).

Dans ce travail, nous nous intéresserons à la couche physique des systèmes de communications sans fil *UWB* à usagers multiples de courtes portées dédiés aux transmissions de données à hauts débits (*IEEE 802.15.3*). Nous adopterons le premier modèle soit les systèmes *UWB* de type impulsion radio (*IR - Impulse Radio*).

Avec les systèmes *TH-UWB* et *DS-UWB*, de hauts débits théoriques peuvent être atteints avec une variété de techniques de modulation de bas niveau telle que la modulation par impulsion codée (*PCM*, *PAM*, *PPM*, *PSM*, *BOK*, *OOK*, etc.) [QIU05]. De plus, plusieurs techniques d'accès multiples peuvent être utilisées pour accommoder plusieurs usagers à l'intérieur d'un même canal (*TDMA*, *FDMA*, *CDMA*) [DUR03][SOM02].

Afin de satisfaire ces attentes, plusieurs recherches ont porté sur la limitation de la performance du taux d'erreurs sur les bits (*BER – Bit Error Rate*), sur la capacité, sur le débit et sur la flexibilité du réseau. Plusieurs défis s'imposent soit la haute sensibilité à la synchronisation de la réception des impulsions ultra-courtes, l'exploitation optimale des effets d'évanouissement de propagation avec une sélectivité en fréquence prononcée, les contraintes de faible complexité dans le décodage de protocoles à accès multiples de hautes performances et les limitations strictes imposées sur la puissance d'émission afin de minimiser l'interférence entre les utilisateurs *UWB* et les autres systèmes coexistants [NEK05].

Ces défis nécessitent de l'expertise en traitement numérique de signal avancé (*DSP*) pour accomplir des tâches comme la synchronisation, l'estimation de canaux, l'égalisation, la détection de plusieurs utilisateurs, la conversion analogique/numérique rapide de haute

précision à faible puissance et la suppression de l’interférence engendrée par les autres systèmes coexistants (*WLAN*). Comme dans les autres technologies de communications sans fil, la recherche portant sur les algorithmes de traitement numérique du signal joue un rôle crucial permettant, ainsi, de repousser les frontières des applications *UWB* [YAN04].

## 1.1 Problématique

Le récepteur conventionnel *RAKE* est une technique connue qui peut combiner efficacement l’énergie de trajets multiples avec différents délais, obtenir un gain en diversité de trajet et améliorer les caractéristiques de la transmission. Cependant, les trajets multiples sont étalés sur des centaines de symboles dans le cas des communications sans fil à hautes vitesses (Mbps). Cela a pour effet de créer des canaux fortement sélectifs en fréquence, ce qui dégrade la performance de la transmission des systèmes *UWB* en déformant le signal (Interférence Inter-Symboles) [RAJ03][MIE03]. Étant donné que ce récepteur classique est un détecteur à simple utilisateur, il ignore la présence de l’interférence à accès multiples (non gaussien). L’interférence à accès multiples est générée par l’augmentation du nombre d’utilisateurs actifs dans le réseau sans fil ou par une diminution des gains de traitement (*HDR*). Il est nécessaire d’utiliser des méthodes de détection à usagers multiples afin d’éliminer ou de réduire l’effet de ces formes d’interférences [GÜV07].

Compte tenu du grand nombre de méthodes de détection à usagers multiples existantes, une évaluation de la performance des algorithmes basés sur ces méthodes s’impose afin de répondre au besoin des systèmes de communications sans fil *UWB* à hauts débits. En raison

de la nature des signaux *IR-UWB*, plusieurs méthodes considérées par les systèmes *DS-CDMA* peuvent être appliquées [KOU00][MOS96][LI02].

Nous savons que l'utilisation de plusieurs antennes à la transmission et à la réception (*MIMO – Multiple Input Multiple Output*) permet d'augmenter le débit des systèmes de communications sans fil (>Gbps) [CHA04][SIB03][BAE07][TAN04][TAN06] et d'améliorer la fiabilité de la réception sur de courtes distances (Diversité et multiplexage spatial) [STU07][ANG07][RUA05][LIU07][RJE06][TRA06].

Selon nos connaissances, aucune étude comparative disponible dans la littérature ne traite les performances des différentes classes de techniques de détection à usagers multiples pour l'annulation des interférences à accès multiple dans les systèmes *MIMO IR-UWB* sous une plateforme matricielle uniforme de simulation.

## 1.2 Objectifs

Dans ce projet, nous proposons donc d'effectuer une évaluation de la performance des méthodes de détection à usagers multiples dans les systèmes de communications sans fil *MIMO IR-UWB* sous un environnement de simulation uniforme. Plusieurs sous-objectifs sont à atteindre :

- Établir un modèle mathématique général pour une application uniforme et pertinente des détecteurs à usagers multiples *UWB*.
- Classer et évaluer les méthodes de détection à usagers multiples *UWB* en fonction de leur structure et de leur performance dans un contexte *SISO* (*SISO – Single Input Single Output*).

- Évaluer et proposer une version de ces détecteurs dans le cas des systèmes *MIMO*.

### 1.3 Méthodologies

Une recherche bibliographique approfondie permettra d'établir deux modèles mathématiques généraux de systèmes *MIMO IR-UWB* qui seront implantés sur une plate-forme de simulation *Matlab* et de définir les principales méthodes de détection à usagers multiples pouvant être traitées. Nous utiliserons les modèles mathématiques de canaux *IEEE 802.15.3* de la littérature pour effectuer l'évaluation de la performance des différentes méthodes de détection sélectionnées [CAS02a][FOE03][MOL03][MOL05] [MOL06] dans le cas *SISO*. Ces modèles de canaux seront définis comme étant invariant et stationnaire dans le temps. Par la suite, ils seront posés dans un contexte *MIMO* [ADE07][AUB06][UGU06][DAB06][LIN07]. Dans ce travail, nous utiliserons la technique de multiplexage spatial, c'est-à-dire que les données à transmettre seront divisées en paquet de manière à ce que chaque antenne de transmission envoie des données distinctes. De plus, chacune des antennes utilisera un code d'étalement unique. Le critère d'évaluation de la performance qui sera préconisé sera le taux d'erreurs sur les bits.

L'étude sera réalisée avec deux types de transmission des systèmes *IR-UWB* soit *TH-UWB* et *DS-UWB*. Dans le cas du premier type, la modulation par positionnement d'impulsions (*PPM – Pulse Position Modulation*), la modulation par impulsion codée (*PCM – Pulse Code Modulation*) ainsi que la technique d'accès multiples d'étalement à saut temporel (*THSS – Time Hopping Spread Spectrum*) seront utilisées. Dans le deuxième cas, seulement la modulation par impulsion codée sera utilisée avec l'étalement de spectre à séquence directe (*DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum*).

Le résultat de cette étude est la classification des méthodes de détection à usagers multiples selon leur structure et leur performance dans l'annulation de l'interférence à accès multiples (*MAI – Multiple Access Interference*) et l'interférence inter-symboles (*ISI – Inter-Symbol Interference*), tout en diminuant l'effet du bruit blanc additif, dans des contextes *SISO* et *MIMO*.

Nous appliquerons des méthodes directes dites adaptatives supervisées (*LMS, NLMS, RLS, LMS-DFE, NLMS-DFE, RLS-DFE.*), des méthodes indirectes (*RAKE, ZF, MMSE, MPIC, MSIC, MPIC-DFE, MSIC-DFE.*) et des méthodes mixtes (*MRC-RAKE-LMS, MRC-RAKE-NLMS, MRC-RAKE-RLS, MRC-MF-LMS, MRC-MF-NLMS, MRC-MF-RLS, MRC-RAKE-LMS-DFE, MRC-RAKE-NLMS-DFE, MRC-RAKE-RLS-DFE, MRC-MF-LMS-DFE, MRC-MF-NLMS-DFE, MRC-MF-RLS-DFE, Kalman.*).

#### **1.4 Organisation du mémoire**

En premier lieu, les caractéristiques générales des systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* seront traitées au chapitre 2. Le principe de fonctionnement de chacun des blocs qui les constituent et les modèles mathématiques des signaux transmis à la section 2.1, de la mise en équations des modèles de canaux utilisés et la modélisation du bruit à la section 2.2 et la classification des méthodes de détection à usagers multiples à la section 2.3.

En second lieu, la définition des algorithmes basés sur les méthodes de détection à usagers multiples sélectionnées est introduite au chapitre 3 en débutant avec l'algorithme du gradient stochastique et l'algorithme des moindres carrés récursifs à la section 3.1. Puis, le récepteur conventionnel *RAKE*, l'algorithme de forçage à zéro (décorrélateur),

l'algorithme *MMSE*, l'algorithme d'annulation parallèle des interférences et l'algorithme d'annulation successive des interférences à la section 3.2. Et enfin, les algorithmes des méthodes de détection mixtes à la section 3.3 dont une méthode basée sur l'algorithme du filtre de *Kalman*. La définition des différents algorithmes est réalisée pour répondre aux modèles mathématiques des systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB*.

Le chapitre 4 porte sur les résultats de comparaison de la performance des méthodes de détection à usagers multiples considérées. Tout d'abord, la procédure d'évaluation est exposée à la section 4.1. À la section 4.2, une étude des paramètres des algorithmes et des caractéristiques des modèles de systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* est réalisée. Les résultats de simulation des différentes méthodes sont reportés à la section 4.3. La section 4.4 constitue la synthèse des résultats de comparaison des différents algorithmes basée sur leur structure et leur performance.

Ce mémoire se termine au chapitre 5 par une conclusion générale sur le travail effectué et les résultats obtenus. Des recommandations pour des travaux futurs seront apportées.

## **Chapitre 2 - Système de communications sans fil MIMO TH/DS-UWB**

Un système de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB*, comme le présente la figure 2.1, est constitué de transmetteurs à plusieurs antennes qui prennent l'information représentée en données binaires, l'encodent, la modulent en lui appliquant une forme d'impulsions et envoient les trains d'impulsion ainsi obtenus à travers des canaux sans fil [SIR04][SIR05][LIU05][WAN05a]. Les signaux transmis subissent diverses distorsions dues à plusieurs types d'interférence engendrées par la sévérité des canaux [ZHE04] [RJE07], par les autres utilisateurs et par différents phénomènes aléatoires. Un récepteur à plusieurs antennes est utilisé, ensuite, pour démoduler, décoder et reconstituer l'information transmise par chacun des transmetteurs ou par un transmetteur en particulier [WAN04] [TAN03][EZA05].

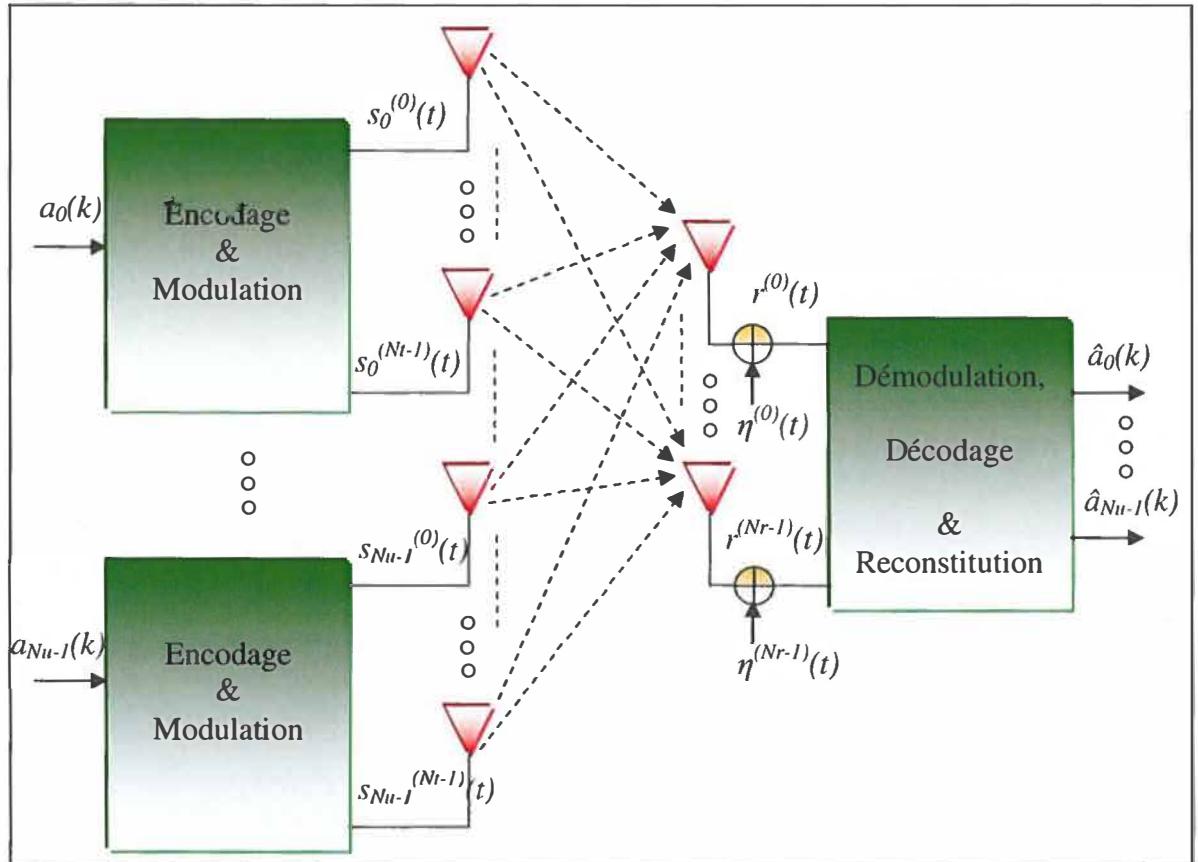


Figure 2.1 Schéma simplifié d'un système de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB*

Dans ce chapitre, à la section 2.1, nous présenterons le modèle mathématique de deux types de systèmes *MIMO TH/DS-UWB*. Dans la section 2.2, les modèles de canaux de communications sans fil qui ont été proposés pour la norme *IEEE 802.15.3* seront rapportés. La section 2.3 abordera la classification des méthodes de détection à usagers multiples. Finalement, la section 2.4, est une synthèse de ce chapitre.

## 2.1 Modélisation des systèmes de communications sans fil MIMO TH/DS-UWB

Dans ce travail, nous avons considéré deux types de systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* dans un environnement comportant  $N_u$  usagers. Chacun des usagers possède un transmetteur ayant  $N_t$  antennes de transmission et un récepteur à  $N_r$  antennes de réception est utilisé pour détecter les signaux de chaque usager. Dans les deux cas, le signal transmis par la  $m^{\text{ième}}$  antenne du  $u^{\text{ième}}$  utilisateur est noté  $s_u^{(m)}(t)$ , les canaux sont notés  $h_u^{(m,n)}(t)$  et le signal reçu par la  $n^{\text{ième}}$  antenne du récepteur est noté  $r^{(n)}(t)$ .

### 2.1.1 Signaux TH-UWB

Le signal transmis par le  $u^{\text{ième}}$  usager avec la  $m^{\text{ième}}$  antenne d'un système de communications sans fil *MIMO TH-UWB* est décrit par l'équation suivante :

$$s_u^{(m)}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{\frac{E_u}{N_t}} a_u^{(m)}(k) \omega(t - kT_f - c_u^{(m)}(k)T_w) \quad (2.1)$$

Où  $K$  est le nombre de symboles à transmettre,  $a_u^{(m)}(k)$  représente le symbole binaire transmis (*PCM*),  $a_u^{(m)}(k) \in \{-1, 1\}$ .  $\omega(t)$  est la forme d'impulsion *UWB* de durée  $T_w$  utilisée et  $T_f$  est la période de répétition des impulsions,  $T_f \gg T_w$ . La forme d'impulsion est normalisée pour avoir une énergie égale à 1. Le facteur  $\sqrt{E_u/N_t}$  nous assure que l'énergie totale transmis par le  $u^{\text{ième}}$  utilisateur, durant chaque intervalle  $T_f$ , est de  $E_u$  indépendamment du nombre d'antennes de transmission. Chaque intervalle  $T_f$  contient  $N_c$  sous intervalles de

$T_c$  secondes,  $N_c T_c \leq T_f$ . La séquence d'étalement à saut temporel (*TH*) de la  $m^{ième}$  antenne de transmission du  $u^{ième}$  utilisateur est dénotée par  $\{c_u^{(m)}(k)\}$ ,  $0 \leq c_u^{(m)}(k) \leq N_c - 1$  (Fig. 2.2).

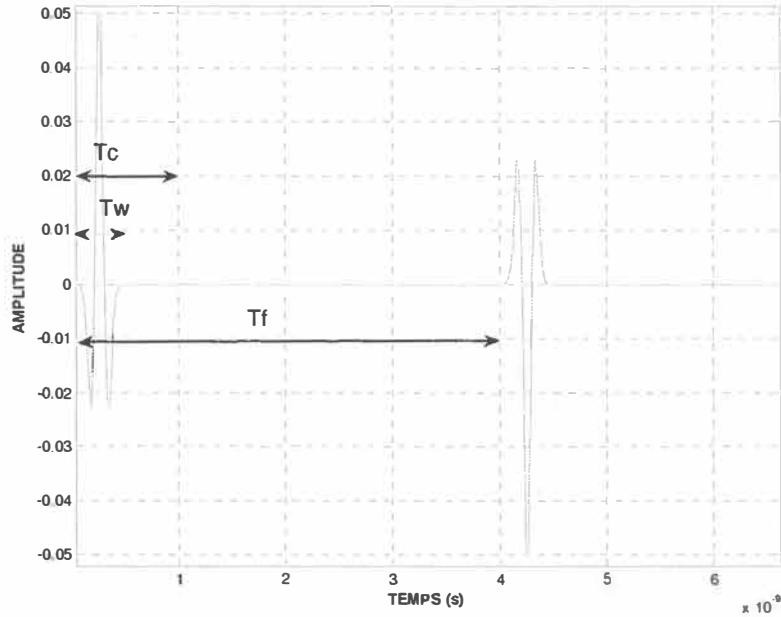


Figure 2.2 Signal UWB d'un système de communications sans fil *TH-UWB*

La forme d'impulsion présentée dans cette section est l'une des plus largement reportée dans la littérature. Il s'agit de la dérivée seconde d'une impulsion gaussienne donnée par :

$$\omega(t) = \left[ 1 - 4\pi \left( \frac{t}{\tau_p} \right)^2 \right] \exp \left[ -2\pi \left( \frac{t}{\tau_p} \right)^2 \right] \quad (2.2)$$

### 2.1.2 Signaux DS-UWB

Dans un système de communications sans fil *MIMO DS-UWB*, le signal transmis par le  $u^{ième}$  usager avec la  $m^{ième}$  antenne est défini comme suit :

$$s_u^{(m)}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{\frac{E_u}{N_f N_c}} a_u^{(m)}(k) \sum_{n_c=0}^{N_c-1} c_u^{(m)}(n_c) \omega(t - kT_f - n_c T_c) \quad (2.3)$$

Où le symbole binaire à transmettre (*PCM*),  $a_u^{(m)}(k) \in \{-1, 1\}$ , sur le  $k^{\text{ième}}$  intervalle, est étalé avec une séquence de plusieurs impulsions,  $\{c_u^{(m)}(n_c)\}_{n_c=1}^{N_c-1}$ . La polarité de chaque impulsion est déterminée par une séquence d'étalement directe (*DS*)  $\{c_u^{(m)}(n_c)\}_{n_c=1}^{N_c-1}$ ,  $c_u^{(m)}(n_c) \in \{-1, 1\}$ . Étant donné que chaque « *frame* » contient  $N_c$  impulsions, le facteur  $\sqrt{1/N_c}$  nous assure que la séquence d'étalement possède une énergie unitaire (Fig. 2.3).

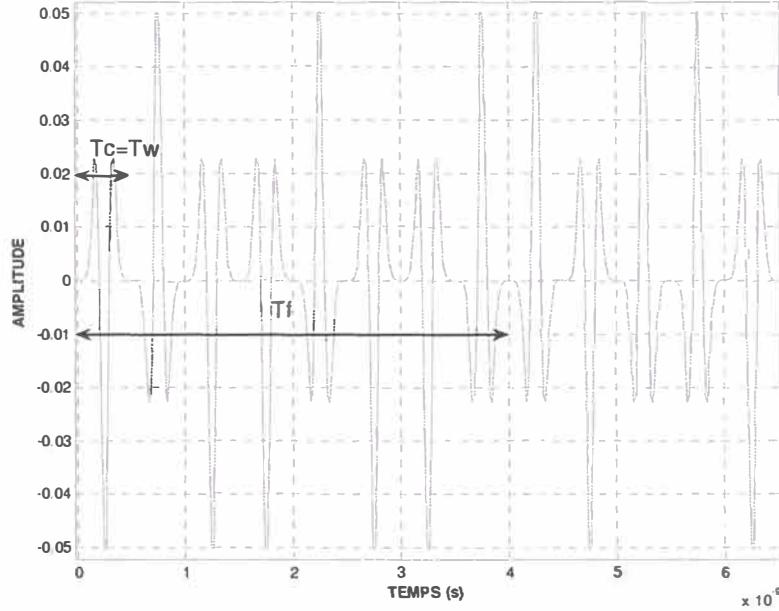


Figure 2.3 Signal *UWB* d'un système de communications sans fil *DS-UWB*

## 2.2 Modélisation du canal de communication

Il a été discuté précédemment que les systèmes de communications sans fil *TH/DS-UWB* fonctionnent avec des techniques de modulation de bas niveau (ex : *PCM*). De sorte que, contrairement aux autres systèmes de communications sans fil à bande étroite ou à large bande, la réponse impulsionnelle des canaux utilisés par les systèmes *TH/DS-UWB* peut être exprimée dans le domaine réel. Le signal reçu à la  $n^{\text{ième}}$  antenne  $r^{(n)}(t)$  est le résultat de la convolution de tous les signaux transmis  $s_u^{(m)}(t)$  avec la réponse impulsionnelle de tous les canaux notée  $h_u^{(m,n)}(t)$ .

$$r^{(n)}(t) = \sum_{u=0}^{N_u-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} h_u^{(m,n)} s_u^{(m)}(t - \tau_u) + \eta^{(n)}(t) \quad (2.4)$$

Où  $\eta^{(n)}(t)$  dénote un processus de bruit blanc gaussien additif réel avec une moyenne nulle et une densité spectrale à deux cotés  $N_0/2$ .  $\tau_u$  représente le délai de transmission asynchrone associé au  $u^{\text{ième}}$  utilisateur. Il est à noter qu'à la sortie d'une antenne de réception, la forme de l'impulsion transmise est modifiée due aux effets de propagation du canal et aux variations des caractéristiques de l'antenne causées par la largeur de bande ultra-large.

### 2.2.1 Modèle de canaux IEEE 802.15.3

Afin d'évaluer la performance des systèmes de communications sans fil *UWB*, un modèle *SISO* de canaux, basé sur des mesures prises dans des environnements intérieurs (résidences, appartements, bureaux), a été développé par le groupe de standardisation *IEEE 802.15.3*. Ce modèle reflète le comportement de la propagation des signaux *UWB* sur de

courtes portées (0~10 m) dans quatre scénarios différents (*LOS - Line Of Sight/NLOS – Non Line Of Sight*). L'effet à trajets multiples dû aux réflexions sur les murs, les plafonds, les meubles, les gens et tous les autres objets qui peuvent être présents dans une pièce a été considéré [FOE03].

La réponse impulsionnelle du modèle mathématique est décrite par l'équation suivante :

$$h_i(t) = X_i \sum_{j=0}^J \sum_{l=0}^L \kappa_{l,j}^{(i)} \delta(t - T_j^{(i)} - \tau_{l,j}^{(i)}) \quad (2.5)$$

Où  $\kappa_{l,j}^{(i)}$  représente les coefficients de gain de trajets multiples,  $T_j^{(i)}$  correspond au délai du  $j^{ième}$  groupe,  $\tau_{l,j}^{(i)}$  est le délai du  $l^{ième}$  trajet relatif au  $j^{ième}$  temps d'arrivée de groupes ( $T_j^{(i)}$ ),  $X_i$  représente l'atténuation de grandes échelles « *large-scale* » en logarithmique normale et «  $i$  » réfère à la  $i^{ième}$  réalisation du canal. Les distributions des temps d'arrivée de groupes et du temps d'arrivée des trajets sont données par :

$$p(T_j | T_{j-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_j - T_{j-1})], \quad j > 0 \quad (2.6)$$

$$p(\tau_{l,j} | \tau_{(l-1),j}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{l,j} - \tau_{(l-1),j})], \quad l > 0 \quad (2.7)$$

Tel que  $T_j$  correspond au temps d'arrivée du 1<sup>er</sup> trajet du  $j^{ième}$  groupe,  $\tau_{l,j}^{(i)}$  désigne le  $l^{ième}$  trajet à l'intérieur  $j^{ième}$  groupe relatif au 1<sup>er</sup> temps d'arrivée du 1<sup>er</sup> trajet ( $T_j$ ),  $\Lambda$  est la cadence d'arrivée de groupes et  $\lambda$  est la cadence d'arrivée des trajets à l'intérieur de chaque groupe. Par définition,  $\tau_{0,j} = 0$ . Les coefficients de gain des trajets multiples sont définis comme un produit des coefficients d'atténuation de petites échelles « *small-scale* » et d'atténuation de grandes échelles, c.-à-d.,

$$\kappa_{l,j} = p_{l,j} \xi_j \beta_{l,j} \quad (2.8)$$

Où  $p_{l,j}$  est équiprobable +/- 1 et prend en considération l'inversion du signal due aux réflexions,  $\xi_j$  représente l'atténuation associée au  $j^{ième}$  groupe et  $\beta_{l,j}$  correspond à l'atténuation associée au  $l^{ième}$  trajet du  $j^{ième}$  groupe. De plus, la distribution de l'atténuation de grandes échelles suit une logarithmique normale.

$$20 \log_{10}(\xi_j \beta_{l,j}) \sim Normal(\mu_{l,j}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (2.9)$$

Tel que,

$$|\xi_j \beta_{l,j}| = 10^{(\mu_{l,j} + n_1 + n_2)/20} \quad (2.10)$$

Où,

$$n_1 = Normal(0, \sigma_1^2) \quad (2.11)$$

$$n_2 = Normal(0, \sigma_2^2) \quad (2.12)$$

sont indépendants et correspondent, respectivement, à l'atténuation de chaque groupe et de chaque trajet. Le comportement du profil de la puissance moyenne en rapport aux délais est :

$$E[|\xi_j \beta_{l,j}|^2] = \Omega_0 e^{-T_j/\Gamma} e^{-\tau_{l,j}/\gamma} \quad (2.13)$$

Où  $\Omega_0$  correspond à l'énergie moyenne du 1<sup>ier</sup> trajet du  $j^{ième}$  groupe,  $\Gamma$  est le facteur d'affaiblissement de groupes et  $\gamma$  est le facteur d'affaiblissement de trajets. Cette équation expose l'affaiblissement exponentiel de chaque groupe aussi bien que l'affaiblissement de la puissance totale des groupes avec les délais.  $\mu_{l,j}$  est donné par l'équation suivante :

$$\mu_{l,j} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10 T_j / \Gamma - 10 \tau_{l,j} / \gamma - (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{\ln(10)} - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{20} \quad (2.14)$$

Enfin, l'atténuation de grandes échelles (logarithmique normale) de l'énergie totale des trajets multiples est capturée par le terme  $X_i$  et l'énergie totale, contenue dans le terme  $\kappa_{l,j}^{(i)}$ , est normalisée à l'unité pour chaque réalisation. Ce terme d'atténuation est décrit comme suit :

$$20 \log_{10}(X_i) \sim Normal(0, \sigma_x^2) \quad (2.15)$$

Ce modèle de canaux proposé dans [FOE03] pour la norme *IEEE 802.15.3* est tout à fait général et il n'est pas universel. Il est important de mentionner qu'il contient un grand nombre de simplifications. Étant donné qu'il est difficile pour un modèle simple de refléter tous les environnements et les caractéristiques de canaux, le groupe de travail *IEEE 802.15.3* a choisi de réunir les caractéristiques primaires suivantes d'un canal à trajets multiples à partir des paramètres énoncés précédemment :

- Le délai de dispersion « *RMS delay spread* ».
- Le profil avec délai de la puissance « *Power delay profile* ».

Nombre de trajets multiples (défini comme le nombre d'arrivées de trajets multiples se trouvant à l'intérieur de 10 dB de l'arrivée maximale de trajets multiples).

Le tableau, ci-dessous, présente quelques paramètres initiaux du modèle *IEEE 802.15.3* pour quatre environnements différents qui ont été définis par des données de mesures [FOE03].

Tableau 2-1 Caractéristiques à trajets multiples du canal cible

<b>Caractéristiques du canal cible</b>	<b>CM1 (LOS 0-4m)</b>	<b>CM2 (NLOS 0-4m)</b>	<b>CM3 (NLOS 4-10m)</b>	<b>CM4 (NLOS)</b>
$\tau_m$ [ns] ( <i>mean excess delay</i> )	5.05	10.38	14.18	-
$\tau_{rms}$ [ns] ( <i>RMS delay spread</i> )	5.28	8.03	14.28	25.0
$NP_{10dB}$	-	-	35	-
NP (85%)	24.0	36.1	61.54	-
<b>Paramètres du modèle</b>				
$\Lambda$ [1/ns] ( <i>cluster arrival rate</i> )	0.0233	0.4	0.067	0.067
$\lambda$ [1/ns] ( <i>ray arrival rate</i> )	2.5	0.5	2.1	2.1
$\Gamma$ ( <i>cluster decay factor</i> )	7.1	5.5	14.0	24.0
$\gamma$ ( <i>ray decay factor</i> )	4.3	6.7	7.9	12.0
$\sigma_1$ [dB]	3.4	3.4	3.4	3.4
$\sigma_2$ [dB]	3.4	3.4	3.4	3.4
$\sigma_x$ [dB]	3.0	3.0	3.0	3.0
<b>Caractéristiques du modèle</b>				
$\tau_m$	5.0	9.9	15.9	30.1
$\tau_{rms}$	5.0	8.0	15.0	25.0
$NP_{10dB}$	12.5	15.3	24.9	41.2
NP (85%)	20.8	33.9	64.7	123.3
Moyenne de l'énergie de canal [dB]	-0.4	-0.5	0.0	0.3
Écart-type de l'énergie de canal [dB]	2.9	3.1	3.1	2.7

### 2.2.2 Modélisation du bruit

Dans un système de communications sans fil TH/DS-UWB, le signal transmis est détérioré aléatoirement par une variété de phénomènes aléatoires distincts. La source de dégradation la plus connue est le bruit additif. Ce bruit, nommé « bruit thermique », est généré à l'entrée du récepteur lors de l'étape d'amplification. Il est causé par l'agitation thermique des électrons dans des composants résistifs en équilibre thermique qui engendre une tension se superposant à la tension appliquée. D'autres sources externes de bruit existent. Par exemple, les rayonnements indéterminés captés par l'antenne et l'interférence entre les différents utilisateurs utilisant le même milieu de transmission. L'effet de ces

perturbations est considéré dans une mise en œuvre d'un système de communications sans fil *TH/DS-UWB*.

Dans ce travail, nous avons tenu compte des bruits thermiques qui suivent une loi normale. Dans ce sens, le signal  $\eta^{(n)}(t)$  est un bruit blanc gaussien additif de moyenne nulle et de variance  $\sigma_n^2$ . Ce dernier exprime le niveau de bruit qui vient distorsionner le signal transmis. Toutefois, pour traduire ce niveau de bruit, nous utiliserons le rapport signal sur bruit (*SNR – Signal to Noise Ratio*).

$$SNR = 10 \log_{10} \left( \frac{\sigma_a^2}{\sigma_n^2} \right) \quad (2.16)$$

Où  $\sigma_a^2$  est la variance des bits envoyés.

### 2.3 Classification des méthodes de détection à usagers multiples

Le problème de détection à usagers multiples, spécialement dans les systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* à hauts débits, est la complexité de la reconstitution des données transmises par chacune des antennes de transmission de chaque utilisateur. La qualité de la transmission de ces données est dégradée, principalement, par l'interférence à accès multiples, l'interférence inter-symboles, l'inter-corrélation entre les antennes et le bruit additif nous conduisant à une réduction du débit de la transmission. Dans ces conditions, l'objectif de la recherche dans ce domaine est de l'accroître puisque la capacité de fournir de hauts débits constitue le principal avantage de la technologie *UWB*.

Plusieurs méthodes de détection à usagers multiples ont été proposées, jusqu'à maintenant, dans la littérature. Les algorithmes basés sur ces différentes méthodes peuvent être classés en deux grandes catégories soient les méthodes optimales ainsi que les

méthodes sous-optimales. En raison du grand nombre de méthodes de détection existantes, nous avons dû sélectionner les plus répandues et nous les avons divisées en sous-catégories soient les méthodes directes, les méthodes indirectes et les méthodes mixtes.

### 2.3.1 Méthode à maximum de vraisemblance

Cette méthode de détection fournit le maximum de chance pour que la séquence de symboles détectés corresponde à celle qui a été transmise. Elle choisit la séquence de symboles transmise de manière à ce qu'elle maximalise la probabilité qu'elle redonne le signal qui a été reçu. Cette probabilité est connue sous le nom de la probabilité *a posteriori* jointe. En supposant que toutes les séquences transmises possibles sont équiprobables, ce détecteur se nomme le détecteur de séquence à maximum de vraisemblance (*MLSD – Maximum-Likelihood Sequence Detection*) [VER98][SUN06]. L'un des inconvénients de cette méthode, dite optimale pour la détection à usagers multiples, est son niveau de complexité arithmétique qui augmente exponentiellement avec le nombre d'utilisateurs et l'interférence *ISI* [PRO01]. En dépit de sa grande performance et des gains en capacité énormes par rapport aux méthodes conventionnelles, sa mise en œuvre dans la pratique est très difficile pour la conception et le développement de récepteurs. De ce fait, cette méthode n'a pas été retenue pour la suite de ce travail.

### 2.3.2 Méthodes directes

Ce type de méthodes peut être classé en deux grandes catégories soit les méthodes adaptatives dites supervisées ou non supervisées.

### 2.3.2.1 Méthodes adaptatives supervisées

Les algorithmes utilisés pour les méthodes adaptatives dites supervisées ne nécessitent pas la connaissance des canaux et des codes de chaque utilisateur pour reconstituer l'information transmise. Une séquence de symboles prédefinie et connue du récepteur est transmise par le transmetteur afin de calculer les coefficients du filtre adaptatif en se basant sur les propriétés statistiques des signaux envoyés. Après cette période d'adaptation, l'algorithme est capable d'estimer l'information transmise pour chacun des utilisateurs. L'algorithme des moindres carrés moyens (*LMS – Least Mean Square*) et l'algorithme des moindres carrés récursifs (*RLS – Recursive Least Square*) en sont de bons exemples [HAY02].

### 2.3.2.2 Méthodes adaptatives non supervisées

Les algorithmes basés sur les méthodes adaptatives dites non supervisées (autodidactes) se servent de la sortie du filtre adaptatif pour se construire une séquence de symboles idéale durant la période d'adaptation. De cette façon, il y a aucune perte de gain en bande de fréquence puisque, contrairement aux méthodes adaptatives supervisées, les symboles transmis par le transmetteur correspondent uniquement à de l'information utile. Dans cette catégorie, nous retrouvons l'algorithme du module constant (*CMA – Constant Modulus Algorithmn*) [LI06][FEN01][SCH95][ZHE06a] et l'algorithme de l'énergie de sortie minimum (*MOE – Minimum Output Energy*) [LKH07][JEO05][HON95].

### 2.3.3 Méthodes indirectes

Contrairement aux méthodes directes, les méthodes indirectes nécessitent une connaissance préalable (estimation) des paramètres des canaux de communications. Cette

catégorie comprend le récepteur conventionnel *RAKE*, l'algorithme de forçage à zéro (*ZF – Zero Forcing*), l'algorithme linéaire de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (*MMSE – Minimum Mean Square Error*) et les méthodes de soustractions itératives des interférences telles que l'algorithme d'annulation parallèle des interférences (*PIC – Parallel Interference Cancellation*), l'algorithme d'annulation successive des interférences (*SIC – Successive Interference Cancellation*) et l'algorithme *LAST-MUD (LAyered Space-Time Multi-User Detection)*.

### **2.3.3.1 Le récepteur conventionnel**

Dans les systèmes de communications sans fil *TH/DS-UWB*, le caractère à trajets multiples des canaux peut être considéré comme un avantage. En fait, si chaque trajet contient une copie de l'information transmise, nous pouvons en combiner plusieurs afin d'obtenir un signal unique dont la puissance est renforcée et par la suite, détecter les données qui ont été envoyées. Ce concept est à la base du fonctionnement du récepteur *RAKE* [VER98].

Les trajets doivent être suffisamment séparés dans le temps (diversité temporelle) afin de pouvoir les dissocier. La distance minimale entre deux trajets doit être égale à la durée d'un chip,  $T_c$ , pour garantir la décorrélation entre eux.

### **2.3.3.2 L'algorithme ZF**

L'algorithme *ZF* tente d'annuler les interférences *MAI* et *ISI* introduites par la matrice de canaux en inversant directement les canaux avec la matrice de poids. L'inconvénient de l'algorithme *ZF* est qu'il force les interférences à zéro en ne considérant pas le bruit additif.

Cela a pour effet d'amplifier de manière significative la puissance du bruit entraînant une dégradation des performances.

### 2.3.3.3 L'algorithme MMSE

Pour résoudre ce problème, l'algorithme *MMSE* tient compte de la variance du bruit qui est soustrait de la matrice de corrélation [WAN05b]. Il est à noter qu'en absence de bruit, les performances de l'algorithme *ZF* et *MMSE* sont identiques.

### 2.3.3.4 Méthodes de soustractions itératives des interférences

Le principe de fonctionnement de ces algorithmes repose sur la création, au niveau du récepteur, des estimations distinctes des interférences *MAI* et *ISI* apportées par chacun des utilisateurs afin de soustraire totalement ou en partie les interférences *MAI* et *ISI* perçues par chacun des utilisateurs. Ces méthodes sont souvent implémentées en pratique avec plusieurs étages (*MPIC*, *MSIC*) de sorte que les décisions prises par un étage améliorent la sortie des étages subséquents [MOS96].

Parmi ces méthodes, nous avons l'algorithme *PIC* qui consiste à faire l'annulation des interférences *MAI* et *ISI* en parallèle. Nous avons, également, l'algorithme *SIC* où l'annulation des interférences s'effectue en série. Tout d'abord, les usagers sont triés en fonction de leur puissance de réception ( $N_t$  antennes/usager). Ensuite, les données des usagers sont estimées d'une manière successive en débutant par l'usager possédant la plus grande puissance. On soustrait ainsi, successivement, les *MAI* et les *ISI* des interférents ayant la plus grande puissance. La seule différence avec l'algorithme *PIC* est que l'annulation des *MAI* et *ISI* ne se fait pas en même temps pour tous les usagers. Il est à noter qu'il existe dans la littérature plusieurs versions de ces algorithmes. Nous pouvons

citer, par exemple, la version dite « partielle » de l'algorithme *PIC* (*Partial PIC*) [BAR05][XUE99][HSI07][HUA03][HUA05][CLA03][KIM06]. Dans cette étude, nous nous intéresserons uniquement aux versions à décisions dures (*Hard-PIC*, *Hard-SIC*) [DIV94][DAH04]. Nous mentionnons, également, que des versions à décisions douces (*Soft-PIC*, *Soft-SIC*) ont été développées.

À ces deux techniques, nous pouvons inclure l'algorithme servant à la détection d'usagers multiples basé sur la méthode *V-BLAST* (*Vertical Bell laboratories LAyered Space-Time*) [FOS98][KUM02] nommé *LAST-MUD* [SFA01][CHU05]. Cet algorithme a été spécialement élaboré pour soustraire l'interférence se trouvant dans les systèmes de communications sans fil *MIMO* à plusieurs usagers [CHE06b]. Toutefois, cette méthode n'a pas été étudiée et évaluée suffisamment pour être conservée dans ce travail.

Généralement, ces méthodes de détection sont combinées avec un récepteur conventionnel *RAKE* dont leur performance en dépend fortement. Assurément, dans ce contexte, le récepteur doit avoir une connaissance parfaite de l'information des canaux soit les coefficients des canaux et les délais des trajets multiples ainsi que les codes employés par chacun des utilisateurs.

#### 2.3.4 Méthodes mixtes

Cette catégorie comprend les méthodes qui ont été construites à partir d'une combinaison de méthodes directes et indirectes. Nous pouvons penser aux méthodes adaptatives supervisées jumelées avec un récepteur *RAKE*, une banque de corrélateurs ou de filtres assortis (*Matched Filter*) appariée à la séquence de codes d'étalement modulée par des impulsions délayées. L'algorithme du filtre de *Kalman* est une méthode adaptative

supervisée se trouvant dans cette catégorie puisque les codes doivent être connus et que les canaux sont identifiés au préalable par un estimateur de canaux [GUO05][LIA05][ZHE06b] [LIM98][LIM00].

## 2.4 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de poser le modèle mathématique d'un système de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* pour la réalisation d'une plate-forme de simulation *Matlab*. Nous avons exposé le modèle de canaux *IEEE 802.15.3* modélisant la transmission de signaux *UWB* sur des distances variant de 0 à 10 mètres selon quatre scénarios différents. Nous avons, également, classé en plusieurs catégories, quelques méthodes de détection à usagers multiples parmi les plus répandues de la littérature afin de les évaluer en fonction de leur structure et de leur performance.

Dans le chapitre 3, nous définirons les algorithmes basés sur les différentes méthodes de détections à usagers multiples discutées précédemment.

# Chapitre 3 - Algorithmes de détection à usagers multiples

Dans le chapitre précédent, nous avons exposé les différentes classes de méthodes de détection à usager multiples qui ont été étudiées jusqu'à ce jour par plusieurs chercheurs. Dans ce chapitre, nous décrivons mathématiquement les algorithmes basés sur les méthodes de détection sélectionnées que nous avons réparties en plusieurs catégories.

Nous débutons, à la section 3.1, avec les méthodes adaptatives supervisées soient l'algorithme *LMS* et l'algorithme *RLS*. La section 3.2 est dédiée aux méthodes indirectes soient le récepteur conventionnel *RAKE*, l'algorithme *ZF* et l'algorithme *MMSE* ainsi que les méthodes de soustractions itératives des interférences telles que l'algorithme *MPIC* et l'algorithme *MSIC*. La section 3.3 concerne les algorithmes des méthodes de détection mixtes, dont une méthode basée sur l'algorithme du filtre de *Kalman*. Pour terminer, la section 3.4, est une synthèse de ce chapitre.

## 3.1 Méthodes directes supervisées

Une méthode directe utilise un algorithme à filtrage adaptatif qui se divise en deux parties soient le filtre adaptatif qui filtre le signal reçu afin de reconstituer les données transmises et l'adaptation qui s'occupe de mettre à jour les coefficients du filtre adaptatif en fonction de l'erreur d'estimation entre les données de référence et les données estimées.

Dans la figure 3.1, nous illustrons le principe de fonctionnement général d'un algorithme basé sur une méthode adaptive supervisée utilisant un filtre adaptatif dans sa forme transversale linéaire à  $M$  coefficients.

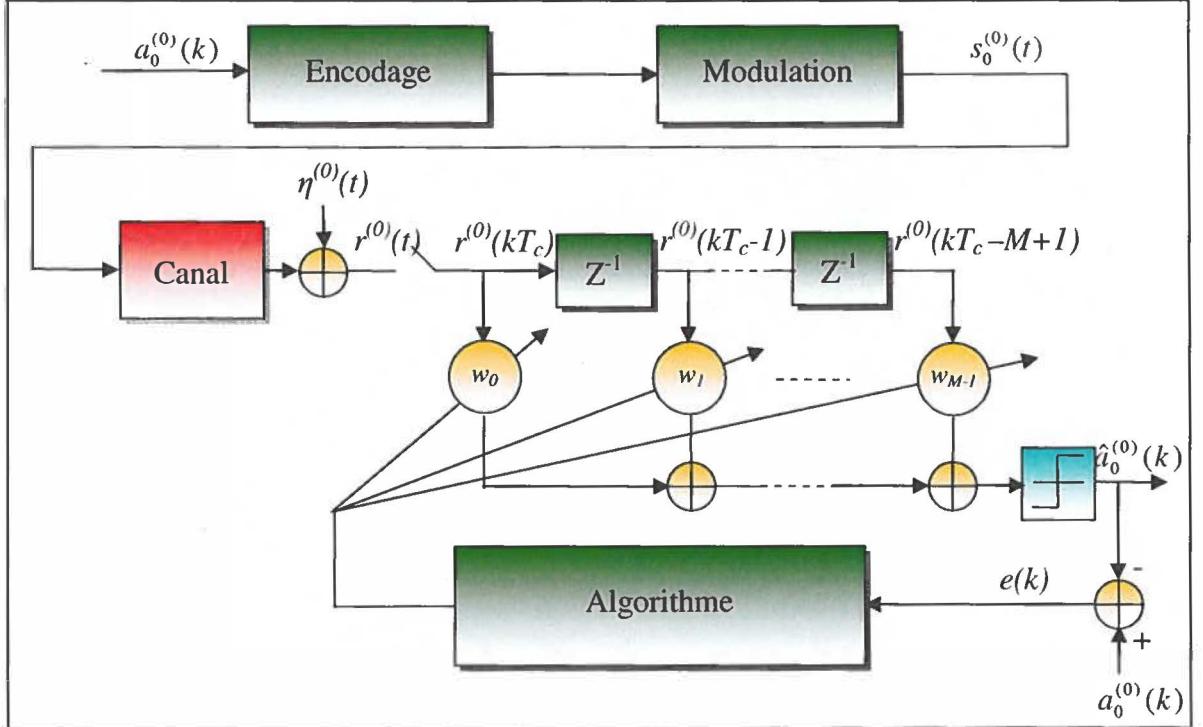


Figure 3.1 Principe de fonctionnement d'un algorithme basé sur une méthode adaptive.

Dans ce cas, les données de références sont des données transmises connues par le récepteur.

De plus, il est à noter que ce type de filtrage adaptatif peut-être utilisé avec un filtre adaptatif à retour de décision (*DFE – Decision Feedback Equalizer*). Cette technique consiste à prendre la sortie du filtre adaptatif après décision (Fig. 3.1) et l'utiliser pour un filtre adaptatif à retour de décision. L'objectif de cette technique est de minimiser l'effet des bruits additifs [CHE06].

Nous avons évalué trois algorithmes, opérant au niveau du chip, pour l'adaptation des coefficients de filtres adaptatifs soit l'algorithme *LMS*, l'algorithme *LMS normalisé* et l'algorithme *RLS* [HAY02].

### 3.1.1 Algorithme LMS

En considérant que nous employons un système de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB*, l'entrée du filtre est décrite par le vecteur suivant :

$$\mathbf{x}(k) = [\mathbf{r}^{(0)}((k-1)N_c + 1), \mathbf{r}^{(0)}((k-1)N_c + 2), \dots, \mathbf{r}^{(N_r-1)}(kN_c + M - 1)]^T \quad (3.1)$$

Où  $\mathbf{r}^{(n)}$  correspond au signal reçu par la  $n^{ième}$  antenne du récepteur à  $N_r$  antennes,  $M$  est le nombre de coefficients du filtre adaptatif et  $N_c$  est la longueur des codes.

La sortie du filtre est calculée comme suit :

$$y_u^{(m)}(k) = \mathbf{w}(k)^T \mathbf{x}(k) \quad (3.2)$$

L'erreur d'estimation est déterminée par l'équation suivante :

$$e(k) = a_u^{(m)}(k) - y_u^{(m)}(k) \quad (3.3)$$

Où  $a_u^{(m)}$  correspond aux données transmises par la  $m^{ième}$  antenne du transmetteur à  $N_t$  antennes du  $u^{ième}$  usager.

L'équation de mise à jour des coefficients est définie par (Fig. 3.1) :

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu_{LMS} e(k) \mathbf{x}(k) \quad \therefore \quad \mathbf{w}(0) = \mathbf{O}_{N_r(N_c+M-1) \times 1} \quad (3.4)$$

Où  $\mu_{LMS}$  représente le pas d'adaptation et il doit satisfaire la relation suivante :

$$0 \leq \mu_{LMS} \leq \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (3.5)$$

$\lambda_{\max}$  signifie la valeur propre maximale de la matrice de corrélation du vecteur  $\mathbf{x}(k)$ .

### 3.1.2 Algorithme NLMS

Il existe une version normalisée de cet algorithme nommée *NLMS (NLMS - Normalized Least Mean Square)*. La distinction se situe au niveau de l'équation 3.4.

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu_{LMS} e(k) \frac{\mathbf{x}(k)}{\|\mathbf{x}(k)\|} \quad (3.6)$$

Cette normalisation permet de limiter l'influence du pas d'adaptation  $\mu_{LMS}$  sur la convergence de l'algorithme.

### 3.1.3 Algorithme RLS

Cet algorithme offre une convergence plus rapide que l'algorithme *LMS* [HAY02]. L'adaptation des coefficients du filtre adaptatif s'effectue par la procédure suivante (Fig. 3.1) :

$$\mathbf{G}(k) = \frac{\mathbf{P}_{RLS}(k)\mathbf{x}(k)}{\lambda_{RLS} + \mathbf{x}(k)^H \mathbf{P}_{RLS}(k)\mathbf{x}(k)} \quad (3.7)$$

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mathbf{G}(k)e(k) \quad \therefore \quad \mathbf{w}(0) = \mathbf{O}_{N_r(N_c+M-1) \times 1} \quad (3.8)$$

$$\mathbf{P}_{RLS}(k+1) = \lambda_{RLS}^{-1} \mathbf{P}_{RLS}(k) - \lambda_{RLS}^{-1} \mathbf{G}(k) \mathbf{x}(k)^H \mathbf{P}_{RLS}(k) \quad \therefore \quad \mathbf{P}_{RLS}(0) = \frac{1}{\sigma_{RLS}^2} \mathbf{I}_{N_r(N_c+M-1)} \quad (3.9)$$

Où  $\mathbf{P}_{RLS}$  est l'inverse de la matrice de corrélation,  $\mathbf{I}$  représente la matrice identité de dimension  $\text{dim}(\mathbf{I}) = N_r(N_c + M - 1) \times N_r(N_c + M - 1)$ ,  $\lambda_{RLS}$  correspond au facteur d'oubli ajusté empiriquement dont la valeur doit être plus petite ou égale à 1.

### 3.1.4 Principe du filtre adaptatif à retour de décision (DFE)

En ajoutant un filtre adaptatif à retour de décision aux algorithmes décrits antérieurement, l'équation 3.2 devient :

$$y_u^{(m)}(k) = \mathbf{w}(k)^T \mathbf{x}(k) + \mathbf{w}_{DFE}(k)^T \hat{a}_u^{(m)}(k-1) \quad (3.10)$$

$$\hat{a}_u^{(m)}(k) = [sign(y_u^{(m)}(k-1)), \dots, sign(y_u^{(m)}(k-M_{DFE}))]^T \quad (3.11)$$

Où  $M_{DFE}$  est l'ordre du filtre adaptatif à retour de décision et l'abréviation « *sign* » désigne la fonction suivante :

$$sign(y_u^{(m)}(k)) = \begin{cases} -1 & \text{si } y_u^{(m)}(k) < 0, \\ 0 & \text{si } y_u^{(m)}(k) = 0, \\ 1 & \text{si } y_u^{(m)}(k) > 0, \end{cases} \quad (3.12)$$

## 3.2 Méthodes indirectes

Dans ce cas, le vecteur du signal reçu *MIMO TH/DS-UWB* s'exprime comme suit :

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{C}\mathbf{H}\mathbf{a}(k) + \boldsymbol{\eta}(k) \quad (3.13)$$

Où  $\mathbf{r}(k)$  constitue le vecteur du signal reçu à l'instant «  $k$  » de dimension  $\dim(\mathbf{r}) = N_r(N_c + L - 1) \times 1$ ,  $L$  correspond au nombre de coefficients à trajets multiples résolubles par canal,  $\mathbf{C}$  est la matrice de codes des utilisateurs de dimension  $\dim(\mathbf{C}) = N_r(N_c + L - 1) \times N_t L N_r N_u N_{ISI}$ ,  $\mathbf{H}$  est la matrice de canaux de dimension  $\dim(\mathbf{H}) = N_t L N_r N_u N_{ISI} \times N_{ISI} N_t N_u$ ,  $\mathbf{a}(k)$  est le vecteur de données binaires transmises de dimension  $\dim(\mathbf{a}) = N_{ISI} N_t N_u \times 1$  et  $\boldsymbol{\eta}(k)$  correspond au vecteur de bruit blanc gaussien additif de dimension  $\dim(\boldsymbol{\eta}) = N_r(N_c + L - 1) \times 1$  [YAN06].  $N_{ISI}$  est le nombre de symboles

impliqués dans l’interférence inter-symboles et il peut être déterminé à l’aide de la relation suivante :

$$N_{ISI} = 2 \times \left( \left\lfloor \frac{L-1}{N_c} \right\rfloor \right) + 1 \quad (3.14)$$

Nous avons reporté la définition des vecteurs et des matrices à l’annexe A.

### 3.2.1 RAKE

Le récepteur *RAKE* est formé de corrélateurs (*pulse matched filters*) appelés « *fingers* » suivis d’un combinateur formé de quelques coefficients de canaux solvables (diversité temporelle). Chacun des corrélateurs a une version décalée, due à un trajet, de la forme d’onde de référence qui correspond idéalement à la forme d’onde reçue [SAT05][CAS02b]. Le rôle du combinateur est d’additionner les différentes copies des symboles d’information disponibles à la sortie de chaque corrélateur (Fig. 3.2). Le combinateur le plus populaire est celui à rapport maximal (*MRC – Maximum Ratio Combining*) [ZHA03][ALO97].

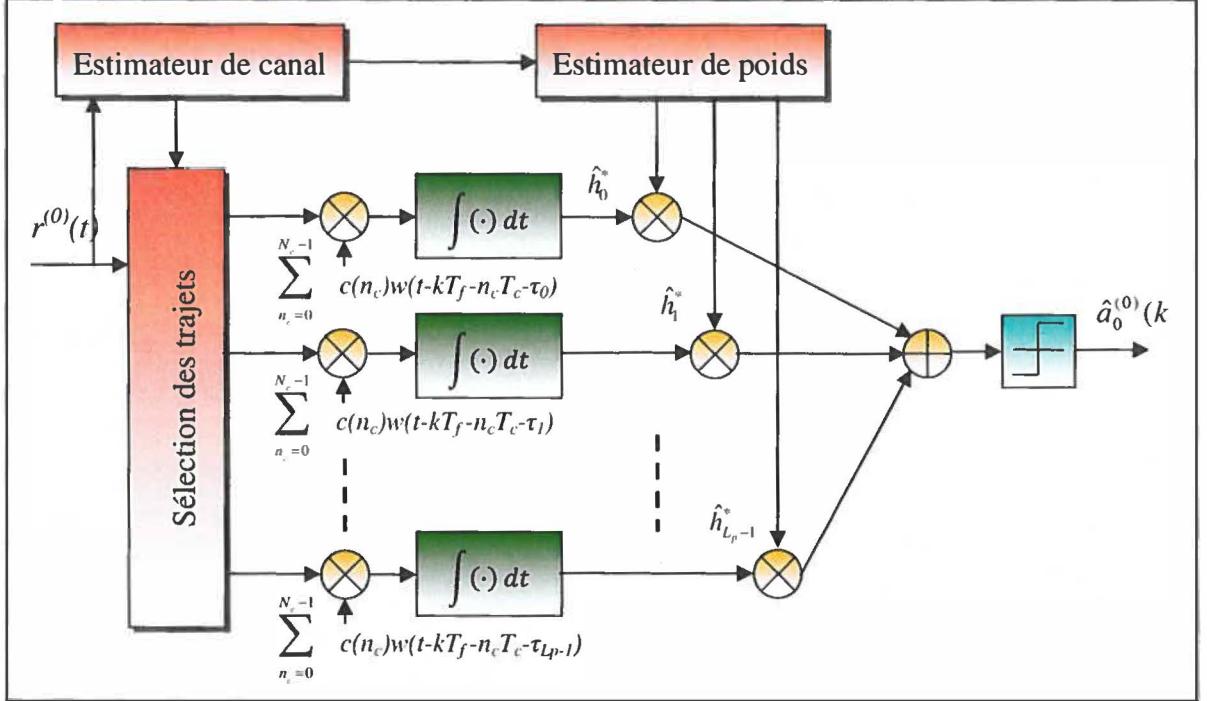


Figure 3.2 Le récepteur conventionnel *RAKE* (*SISO*).

En sachant que la matrice de canaux et la matrice de codes à usagers multiples sont connues du récepteur *MIMO TH/DS-UWB*, le *RAKE* peut être mis en équation comme suit :

$$\mathbf{y}_{Rake}(k) = (\mathbf{CH})^H \mathbf{r}(k) \quad (3.15)$$

$$\hat{\mathbf{a}}_{Rake}(k) = sign(\mathbf{y}_{Rake}(k)) \quad (3.16)$$

Où  $\hat{\mathbf{a}}_{Rake}(k)$  est le vecteur de données binaires estimées se trouvant à la sortie du *RAKE*

$$\mathbf{y}_{Rake}(k)$$

Il est à noter que le *RAKE* traite les interférences *MAI* comme étant du bruit blanc additif limitant ces performances dans le cas des systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* à usagers multiples. Étant donné que cette méthode dite conventionnelle prend avantage des trajets multiples, elle est, généralement, utilisée pour

fournir une première estimation à une autre méthode, jumelée à celle-ci, qui aura la tâche d'éliminer les interférences *MAI* et *ISI*.

### 3.2.2 Algorithme ZF

Le décorrélateur inverse la matrice de corrélation obtenue par la convolution de la réponse impulsionnelle de canaux avec les codes de chaque usager.

Cette méthode est décrite par :

$$\mathbf{y}_{ZF}(k) = (\mathbf{CH}^H \mathbf{CH})^{-1} \mathbf{y}_{Rake}(k) \quad (3.17)$$

$$\hat{\mathbf{a}}_{ZF}(k) = sign(\mathbf{y}_{ZF}(k)) \quad (3.18)$$

Il est connu que cet algorithme offre de meilleures performances que le récepteur *RAKE* [KLE96].

### 3.2.3 Algorithme MMSE

Cette méthode de détection à usagers multiples offre une meilleure performance que la méthode décrite précédemment puisqu'elle tient compte de la variance du bruit blanc additif dans son calcul matriciel [ZHI04]. En se basant sur le critère *MMSE* [HAY02], nous pouvons déduire les relations suivantes.

La matrice de poids optimaux est définie par l'expression subséquente :

$$\mathbf{w}_{MMSE} = \left( \mathbf{CH}^H \mathbf{CH} + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_a^2} \mathbf{I}_{N_{ISI} N_r N_u} \right)^{-1} \quad (3.19)$$

À partir duquel, les données estimées à la sortie du récepteur *MMSE* sont obtenues comme suit :

$$\mathbf{y}_{MMSE}(k) = \mathbf{w}_{MMSE} \mathbf{y}_{Rake}(k) \quad (3.20)$$

$$\hat{\mathbf{a}}_{MMSE}(k) = sign(\mathbf{y}_{MMSE}(k)) \quad (3.21)$$

### 3.2.4 Méthodes de soustractions itératives des interférences

#### 3.2.4.1 Algorithme MPIC

Le principe de fonctionnement de cette méthode consiste à estimer les interférences *MAI* et *ISI* provenant de tous les  $N_t$  antennes de tous les usagers et de les soustraire du signal de la  $m^{ième}$  antenne du  $u^{ième}$  usager de façon parallèle [GUO00]. Les paramètres de départ sont donnés par le *RAKE*. La sortie du premier étage du *MPIC* de  $M_o$  étages, à l'instant «  $k$  », peut être écrite de la manière suivante :

$$\mathbf{y}_{PIC}^{(1)}(k) = \mathbf{y}'_{Rake}(k) - \Psi^{(1)}(k) \quad (3.22)$$

$$\hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(1)}(k) = sign(\mathbf{y}_{PIC}^{(1)}(k)) \quad (3.23)$$

Où  $\hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(1)}(k)$  est le vecteur de données binaires estimées et  $\mathbf{y}'_{Rake}(k)$  est la sortie du *RAKE* de dimension  $\dim(\mathbf{y}'_{Rake}) = N_t N_u \times 1$ .  $\Psi^{(1)}(k)$  correspond au vecteur des interférences *MAI* et *ISI*, pour chacun des usagers, calculé par le premier étage. Il est mis en équation par :

$$\Psi^{(1)}(k) = (\mathbf{R} - \mathbf{R} \odot \mathbf{I}_{N_{ISI} N_t N_u}) \tilde{\mathbf{a}}_{Rake}(k) \quad (3.24)$$

Où  $\mathbf{R}$  correspond à la matrice de corrélation de dimension  $\dim(\mathbf{R}) = N_{ISI} N_t N_u \times N_{ISI} N_t N_u$  et  $\tilde{\mathbf{a}}_{Rake}(k)$  est un vecteur de données binaires estimées par le récepteur *RAKE* de dimension  $\dim(\tilde{\mathbf{a}}_{Rake}) = N_{ISI} N_t N_u \times 1$ . Ils sont définis par les expressions suivantes :

$$\mathbf{R} = \mathbf{CH}^H \mathbf{CH} \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{a}}_{Rake}(k) &= [\hat{\mathbf{a}}'_{Rake}(k), \hat{\mathbf{a}}'_{Rake}(k - \left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor), \dots, \hat{\mathbf{a}}'_{Rake}(k-1), \hat{\mathbf{a}}'_{Rake}(k+1), \dots, \\ &\quad \hat{\mathbf{a}}'_{Rake}(k + \left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor)]^T \end{aligned} \quad (3.26)$$

Il est à noté que  $\odot$  correspond au produit matriciel *terme à terme* ou produit de *Hadamard*.

À l'étage  $M_o$ , nous avons,

$$\mathbf{y}_{PIC}^{(M_o)}(k) = \mathbf{y}'_{Rake}(k) - \Psi^{(M_o)}(k) \quad (3.26)$$

$$\hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o)}(k) = sign(\mathbf{y}_{PIC}^{(M_o)}(k)) \quad (3.27)$$

Où  $\Psi^{(M_o)}(k)$  est défini par :

$$\Psi^{(M_o)}(k) = (\mathbf{R} - \mathbf{R} \odot \mathbf{I}_{N_{ISI} N_r N_u}) \tilde{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o)}(k) \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o)}(k) &= [\hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o-1)}(k), \hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o-1)}(k - \left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor), \dots, \hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o-1)}(k-1), \hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o-1)}(k+1), \dots, \\ &\quad \hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o-1)}(k + \left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor)]^T \end{aligned} \quad (3.29)$$

Étant donné l'utilisation de la fonction signe, ce récepteur est appelé *PIC à décision dure*. Il est possible de modifier cette version du *PIC* en ajoutant un retour de décision (*DF-Hard-PIC*). Contrairement à la version précédente, l'étage  $M_o$  bénéficie, à l'instant «  $k$  », des données estimées jusqu'à maintenant, en remplacement des données estimées, par l'étage précédent. Nous pouvons remarquer que chaque nouvelle donnée estimée est prise en considération, de façon itérative plutôt quand parallèle, dans le calcul des interférences *MAI* et *ISI* (Éq. 3.29).

L'équation 3.29 devient :

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o)}(k) = & [\hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o)}(k), \hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o)}(k - \left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor), \dots, \hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o)}(k-1), \hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o-1)}(k+1), \dots, \\ & \hat{\mathbf{a}}_{PIC}^{(M_o-1)}(k + \left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor)]^T\end{aligned}\quad (3.30)$$

Cette dernière représente la version la plus performante des *MPIC* à décision dure.

### 3.2.4.2 Algorithme MSIC

Cette méthode permet de détecter les données de chacune des antennes des usagers et à estimer leurs interférences *MAI* et *ISI* de façon successive en débutant par l'antenne de l'usager d'index «  $i$  » ayant la plus grande puissance et de les soustraire du signal de l'antenne suivante à détecter [RAS00]. Il est à remarquer que ce type de récepteur est sous-optimal, dans le sens où seul le dernier utilisateur profite de la réduction totale de l'interférence engendrée par les autres usagers.

La sortie du premier étage du *MSIC* à décision dure de  $M_o$  étages, à l'instant «  $k$  », peut être défini comme suit :

$$\mathbf{y}_{SIC}^{(1,i+1)}(k) = \mathbf{y}'_{Rake}(k) - \Psi^{(1,i)}(k) \quad (3.31)$$

$$\hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(1,i+1)}(k) = sign(\mathbf{y}_{SIC}^{(1,i+1)}(k)) \quad (3.32)$$

Où  $\hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(1,i+1)}(k)$  est le vecteur de données binaires estimées.  $\Psi^{(1,i)}(k)$  correspond au vecteur des interférences *MAI* et *ISI* recalculé, à l'instant «  $k$  », par le premier étage, après chacune des estimations de la donnée de la  $m^{ième}$  antenne du  $u^{ième}$  usager qui est indexé par l'exposant «  $i$  ». Il est mis en équation par :

$$\Psi^{(1,i)}(k) = (\mathbf{R} - \mathbf{R} \odot \mathbf{I}_{N_{ISI} N_u}) \tilde{\mathbf{a}}_{Rake}^{(1,i)}(k) \quad (3.33)$$

Où  $\tilde{\mathbf{a}}_{Rake}^{(1,i)}(k)$  est un vecteur comprenant les données binaires estimées des  $m^{ième}$  antennes des  $u^{ième}$  usagers précédents de dimension  $\dim(\tilde{\mathbf{a}}_{Rake}^{(1,i)}) = N_{ISI}N_tN_u \times 1$ . Il est exprimé par :

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{a}}_{Rake}^{(1,i)}(k) &= [\hat{\mathbf{a}}_{Rake}^{(1,i)}(k), \mathbf{a}'_{Rake}(k - \left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor), \dots, \mathbf{a}'_{Rake}(k-1), \mathbf{a}'_{Rake}(k+1), \dots, \\ &\quad \mathbf{a}'_{Rake}(k + \left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor)]^T\end{aligned}\tag{3.34}$$

Sachant que,

$$\hat{\mathbf{a}}_{Rake}^{(1,i)}(k) = [\hat{\mathbf{a}}_{Rake}^{(1,1)}(k), \dots, \hat{\mathbf{a}}_{Rake}^{(1,i)}(k), \mathbf{0}_{1 \times N_tN_u - i}]^T\tag{3.35}$$

À l'étage  $M_o$ , nous avons,

$$\mathbf{y}_{SIC}^{(M_o, i+1)}(k) = \mathbf{y}'_{Rake}(k) - \Psi^{(M_o, i)}(k)\tag{3.36}$$

$$\hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o, i+1)}(k) = sign(\mathbf{y}_{SIC}^{(M_o, i+1)}(k))\tag{3.37}$$

Où  $\Psi^{(M_o, i)}(k)$  se défini par l'expression suivante :

$$\Psi^{(M_o, i)}(k) = (\mathbf{R} - \mathbf{R} \odot \mathbf{I}_{N_{ISI}N_tN_u})\tilde{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o, i)}(k)\tag{3.38}$$

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o, i)}(k) &= [\hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o-1, i)}(k), \hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o-1)}(k - \left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor), \dots, \hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o-1)}(k-1), \hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o-1)}(k+1), \dots, \\ &\quad \hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o-1)}(k + \left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor)]^T\end{aligned}\tag{3.39}$$

Comme il a été mentionné pour le *MPIC*, il est possible de modifier cette version du *SIC* en ajoutant un retour de décision (*DF-Hard-SIC*).

L'équation 3.40 devient :

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o,i)}(k) = & [\hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o,i)}(k), \hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o,i)}(k - \left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor), \dots, \hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o,i)}(k-1), \hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o,i)}(k+1), \dots, \\ & \hat{\mathbf{a}}_{SIC}^{(M_o,i)}(k + \left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor)]^T\end{aligned}\quad (3.40)$$

Nous remarquons, quelque soit la méthode indirecte utilisée, elles sont toutes influencées par la qualité de l'estimation des paramètres de canaux (gains/délais) ainsi qu'aux performances du récepteur *RAKE*.

### 3.3 Méthodes mixtes

#### 3.3.1 Méthodes hybrides

Cette catégorie comprend les méthodes qui ont été construites à partir d'une combinaison de méthodes directes et indirectes. Nous pouvons penser aux méthodes adaptatives supervisées jumelées avec un récepteur *RAKE*. Dans ce travail, nous avons considéré : *RAKE-LMS*, *RAKE-NLMS*, *RAKE-RLS*, *MF-LMS*, *MF-NLMS* et *MF-RLS*.

##### 3.3.1.1 Algorithme MRC-RAKE-LMS

Cette méthode est formée de la combinaison du récepteur *RAKE* et de l'algorithme *LMS*. Tout d'abord, le combinateur à rapport maximal (*MRC* – *Maximum Ratio Combining*) est utilisé avec le récepteur *RAKE* (Fig. 3.2) afin d'additionner les différentes copies des symboles d'information disponibles à la sortie de chaque corrélateur dont leur puissance sont les plus élevées. Pour ce faire, il nous faut sélectionner et classer en ordre décroissant les  $L_p$  coefficients (délais) de canaux les plus élevés en puissance pour chacun des canaux  $\mathbf{h}_u^{(m,n)}$  (Éq. 2.4). Il nous faut effectuer, de manière itérative, le produit terme à terme du vecteur du signal reçu de la  $n^{ième}$  antenne de réception du  $u^{ième}$  usager  $\mathbf{r}_u^{(n)}$  avec la

séquence de code d'étalement de la  $m^{ième}$  antenne de transmission du  $u^{ième}$  usager  $\mathbf{c}^{(m)}$  au délai correspondant à chacun des  $L_p$  coefficients (corrélation). Ensuite, il nous faut multiplier le vecteur obtenu (niveau « chip »), auquel nous avons enlevé, préalablement, la séquence d'étalement par une sommation (niveau « bit »), avec la valeur des  $L_p$  coefficients au délai correspondant à chacun d'entre-deux. Enfin, il nous faut effectuer une sommation des  $L_p$  vecteurs obtenus afin d'obtenir la sortie du *RAKE*  $\mathbf{y}_u^{(m,u)}$ . La sortie du *RAKE* est utilisée comme vecteur d'entrée de l'algorithme *LMS* afin d'obtenir les données transmises par la  $m^{ième}$  antenne de transmission du  $u^{ième}$  usager  $\hat{\mathbf{a}}_u^{(m)}$ .

### 3.3.1.2 Algorithme MF- LMS

Cette méthode est formée de la combinaison de corrélateurs (*pulse matched filters*) et de l'algorithme *LMS*. Le principe de fonctionnement est similaire à la méthode précédente à l'exception que l'algorithme *LMS* est utilisé pour mettre à jour les coefficients de canaux utilisés normalement par les corrélateurs formant les doigts du *RAKE* (Fig. 3.2).

#### 3.3.2 Algorithme du filtre de *Kalman*

Cet algorithme est reconnu comme étant une méthode d'estimation linéaire optimale dans le sens de l'erreur quadratique moyenne (*MSE*). Le filtre de *Kalman* possède la capacité de suivre les non-stationnarités qui résultent généralement des caractéristiques de canaux variant dans le temps, des processus de bruit et des signaux à estimer.

Étant donné que la détection des signaux *UWB* provenant de chacune des antennes de chacun des usagers s'effectue simultanément, un modèle linéaire de représentation « espace d'état » (*State-Space*) peut être utilisé afin de transformer la détection des signaux *UWB* en

un problème d'estimation d'état. Nous avons évalué une version de cet algorithme opérant au niveau du bit [NGU05].

La solution au problème du filtre de *Kalman* est d'estimer le vecteur d'état  $\mathbf{a}(k)$  donnant les observations  $r(1), \dots, r(k)$  à partir du modèle « espace d'état » suivant :

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{C}\mathbf{H}\mathbf{a}(k) + \boldsymbol{\eta}(k) \quad \therefore \text{Équation de mesures} \quad (3.41)$$

$$\mathbf{a}(k) = \Theta\mathbf{a}(k-1) + \mathbf{v}(k) \quad \therefore \text{Équation de processus} \quad (3.42)$$

L'équation de mesures décrit le modèle de génération des observations  $\mathbf{r}$  à partir de l'état  $\mathbf{a}$  à l'intérieur d'un processus de bruit stochastique. L'équation de processus décrit la transition d'état de la nouvelle estimation de l'état  $\mathbf{a}(k)$  au temps «  $k$  » à partir de l'estimation de l'état  $\mathbf{a}(k-1)$  au temps «  $k-1$  ». En définissant la matrice de transition  $\Theta$ , il est approprié d'avoir l'équation de mesures comme étant le modèle du signal reçu et l'équation de processus comme étant une excitation de certains processus de bruit d'état. La matrice de mesures correspond au résultat du produit matriciel de la matrice de codes  $\mathbf{C}$  avec la matrice de canaux *MIMO*  $\mathbf{H}$ . De plus,  $\boldsymbol{\eta}(k)$  dénote le bruit de mesures et  $\mathbf{v}(k)$  représente le bruit de processus [GUO07].

La procédure de l'algorithme du filtre de *Kalman* est résumée dans le tableau suivant.

Tableau 3-1 Sommaire de l'algorithme du filtre de *Kalman*

<u>Initialisation :</u> $\hat{\mathbf{a}}(0 0) = E[\mathbf{a}(0)]$ $\mathbf{K}(0 0) = E\{[\mathbf{a}(0) - \hat{\mathbf{a}}(0 0)][\mathbf{a}(0) - \hat{\mathbf{a}}(0 0)]^H\}$	
<u>Vecteur d'entrée :</u> $\mathbf{r}(k)$	<u>Vecteur de sortie :</u> $\hat{\mathbf{a}}(k k)$
<u>Paramètres prédefinis :</u>  <i>Matrice de transition :</i> $\Theta$ <i>Matrice de mesures :</i> $\mathbf{CH}$ <i>Matrice de covariance du bruit de processus :</i> $\mathbf{Q}_v(k) = E[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}(k)^H]$ <i>Matrice de covariance du bruit de mesures :</i> $\mathbf{Q}_n(k) = E[\mathbf{n}(k)\mathbf{n}(k)^H]$	
<u>Itérations de</u> $k = 1, 2, \dots, N$	
(1) <u>Équations de transition d'état :</u> $\begin{aligned}\hat{\mathbf{a}}(k k-1) &= \Theta \hat{\mathbf{a}}(k-1 k-1) \\ \mathbf{K}(k k-1) &= \Theta \mathbf{K}(k-1 k-1) \Theta^H + \mathbf{Q}_v(k)\end{aligned}$	
(2) <u>Innovation :</u> $\begin{aligned}\boldsymbol{\varepsilon}(k) &= \mathbf{r}(k) - \mathbf{CH}\hat{\mathbf{a}}(k k-1) \\ \boldsymbol{\Omega}(k) &= \mathbf{CH}\mathbf{K}(k k-1)\mathbf{C}^H\end{aligned}$	
(3) <u>Calcul du gain de <i>Kalman</i> :</u> $\begin{aligned}\boldsymbol{\chi}(k) &= \mathbf{CH}\boldsymbol{\Omega}(k)^H + \mathbf{Q}_n(k) \\ \mathbf{G}(k) &= \boldsymbol{\Omega}(k)^H \boldsymbol{\chi}^{-1}(k)\end{aligned}$	
(4) <u>Estimation d'état et mise à jour de la matrice de covariance d'erreur d'état prédict :</u> $\begin{aligned}\hat{\mathbf{a}}(k k) &= \hat{\mathbf{a}}(k k-1) + \mathbf{G}(k)\boldsymbol{\varepsilon}(k) \\ \mathbf{K}(k k) &= \mathbf{K}(k k-1) - \mathbf{G}(k)\boldsymbol{\Omega}(k)\end{aligned}$	

La matrice de transition  $\Theta$  est définie de la manière suivante :

$$\Theta = \begin{pmatrix} \mathbf{O}_{\left[\frac{N_{ISI}}{2}\right] N_r N_u \times N_{ISI} N_r N_u} \\ \mathbf{I}_{N_r N_u} \\ \mathbf{O}_{N_r N_u \times (N_{ISI}-1) N_r N_u} \\ \mathbf{O}_{\left[\frac{N_{ISI}}{2}\right] N_r N_u \times N_{ISI} N_r N_u} \end{pmatrix} \quad (3.43)$$

La matrice de covariance du bruit de processus peut être estimée comme suit :

$$\mathbf{Q}_v = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \mathbf{a}(k) \mathbf{a}(k)^H \quad (3.44)$$

L'estimation de la matrice de covariance du bruit de mesures est donnée par l'équation ci-dessous :

$$\mathbf{Q}_n = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_r \times (N_c + L-1)} \quad (3.45)$$

### 3.4 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de définir, de manière détaillée, les différents algorithmes employés pour la détection de signaux provenant de plusieurs usagers dans le cas des systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB*. Nous reporterons les résultats de simulations de tous les algorithmes au chapitre 4. Nous mettrons en évidence, également, les différents éléments qui agissent sur le comportement de chacun des algorithmes.

## Chapitre 4 - Synthèse des résultats de simulations

Les algorithmes basés sur les méthodes de détection à usagers multiples sélectionnées ont été étudiés au chapitre 3. Dans ce chapitre, nous effectuons la synthèse des résultats de simulations. Nous comparons la performance des algorithmes dans le scénario *CM3* (Tableau 2-1). Il s'agit d'un environnement à trajets multiples où les signaux *UWB* sont transmis sur des distances variant de 4 à 10 mètres lorsque le transmetteur n'est pas en ligne de vue avec le récepteur (*NLOS*). Nous savons que la portée, le débit, et surtout, la nécessité ou non, d'être en ligne de vue du transmetteur, dépendent de la bande de fréquences utilisée. Dans la bande 10-66 GHz, le transmetteur transmet des signaux, généralement, en ligne de vue avec le récepteur, alors que, dans la bande 2-11 GHz, la transmission de signaux lorsque les antennes du transmetteur ne sont pas en ligne de vue avec les antennes du récepteur, est envisageable. Étant donné que les systèmes de communications sans fil *UWB* opèrent dans la bande 3.1-10.6 GHz, il devient important d'évaluer leur performance dans ce type de scénarios.

Nous commençons par établir la procédure d'évaluation à la section 4.1. À la section 4.2, une étude des paramètres des algorithmes et des caractéristiques des modèles de systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* est effectuée. La section 4.3 expose les résultats de simulations en fonction des paramètres des différents algorithmes et des caractéristiques des modèles des systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* traités précédemment. La section 4.4 constitue la synthèse des résultats de

comparaison des différents algorithmes afin de retenir les algorithmes les plus performants par rapport à leur structure. Nous terminons, à la section 4.5, par une discussion sur les performances et le choix des méthodes à adopter pour des modèles de systèmes de communications sans fil *TH/DS-UWB* dans les contextes *SISO* et *MIMO*.

#### 4.1 Procédure d'évaluation

Afin de pouvoir présenter la performance de chacun des algorithmes, nous avons utilisé la courbe du taux d'erreurs sur les bits (*BER*) en fonction du rapport signal sur bruit (*SNR*). Chacune des courbes est obtenue en effectuant la moyenne des résultats obtenus suite à 2 itérations de 10000 données binaires « utiles » transmises et cela, pour chaque algorithme.

Lors des simulations, nous avons considéré une synchronisation parfaite de la transmission des signaux des utilisateurs et une distance suffisamment grande entre les antennes afin de pouvoir présumer qu'il n'y a aucune corrélation entre les antennes. De ce fait, nous avons pu utiliser le modèle de canaux *SISO*, décrit au chapitre 2, pour un contexte *MIMO*. Nous avons assumé que la matrice de canaux demeure relativement constante durant une longue période de temps de sorte que nous pouvons considérer que les caractéristiques des canaux *MIMO* sont invariantes dans le temps. Nous avons supposé, également, que l'estimation des canaux est idéale et que le récepteur possède les codes employés par chacun des usagers sauf dans le cas où une méthode directe a été adoptée. Il est à noter que nous avons exclu la modulation des données binaires en forme d'impulsion afin de diminuer les temps de simulation. De plus, chacun des usagers transmet à la même puissance.

La procédure d'évaluation est effectuée en deux étapes soient :

#### 4.1.1 Étude des paramètres des algorithmes

Avant de procéder à la comparaison de la performance des algorithmes décrits au chapitre 3. Nous devons évaluer l'influence des paramètres propres aux algorithmes des méthodes directes, des méthodes mixtes et des méthodes de soustractions itératives des interférences dans le but de déterminer leurs valeurs optimales ( $M$ ,  $M_{DFE}$ ,  $L_p$ ,  $M_o$ ). Nous délaissions l'étude des paramètres des autres algorithmes puisqu'ils sont fixés par les caractéristiques des modèles de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* décrites à la sous-section suivante.

Il est à noter aussi que le nombre de données binaires servant à l'adaptation a été choisi assez grand afin que les algorithmes des méthodes directes et mixtes offrent leur meilleure performance selon un choix approprié de leurs paramètres ( $\mu_{LMS}$ ,  $\lambda_{RLS}$ ,  $\sigma_{RLS}$ ).

#### 4.1.2 Analyse des caractéristiques des modèles de systèmes de communications sans fil TH/DS-UWB sur une plateforme de simulation SISO et MIMO

Évidemment, il est nécessaire d'analyser l'influence des caractéristiques des modèles de systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* de notre plateforme de simulation *Matlab* sur la performance des méthodes de détection à usagers multiples sélectionnées ( $N_u$ ,  $N_t$ ,  $N_r$ , *TH/DS*,  $N_c$ ,  $L$ ,  $N_{ISI}$ ).

### 4.2 Paramètres retenus des algorithmes de détection à usagers multiples

L'étude des paramètres des algorithmes a été accomplie pour le modèle de systèmes de communications sans fil *MIMO DS-UWB* à 4 utilisateurs. Chacun des utilisateurs transmet des signaux *UWB*, dont le gain d'étalement est de 32, avec un transmetteur à 2 antennes au travers de canaux à 65 coefficients d'atténuation. Le récepteur servant à estimer et détecter

les données binaires transmissent par les utilisateurs comporte 2 antennes. Il est à noter que le nombre de symboles impliqués dans l'interférence inter-symboles est de 5.

Étant donné le nombre important de figures, nous ne reportons que les valeurs optimales sous la forme d'un tableau. Les deux niveaux de *BER* retenus sont  $10^{-2}$  et  $10^{-4}$ . Ces derniers nous ont permis d'établir les limites de performance des algorithmes des méthodes directes, des méthodes mixtes et des méthodes de soustractions itératives des interférences dans un milieu bruité et peu bruité.

Tableau 4-1 Paramètres optimaux des algorithmes

<b>Méthodes</b>	<b>Algorithmes</b>	<b>Paramètres optimaux</b>		<b>SNR (dB) pour un <i>BER</i> égal à</b>
		$10^{-2}$	$10^{-4}$	
Directes	LMS	$M = L, \mu_{LMS} = 0.007$	9	13.6
	NLMS	$M = L, \mu_{NLMS} = 0.025$	8.25	12.8
	RLS	$M = L, \lambda_{RLS} = 1, \sigma_{RLS} = 0.9$	8.15	13
	LMS-DFE	$M = L, M_{DFE} = 10, \mu_{LMS} = 0.005, \mu_{DFE} = 0.005$	9	13.6
	NLMS-DFE	$M = L, M_{DFE} = 20, \mu_{NLMS} = 0.1, \mu_{DFE} = 0.1$	8.9	13.8
	RLS-DFE	$M = L, M_{DFE} = 2, \lambda_{RLS} = 1, \sigma_{RLS} = 0.9, \lambda_{DFE} = 1, \sigma_{DFE} = 0.9$	8.25	13.3
Indirectes	RAKE	-	13.73	-
	MPIC	$M_n = 2$	8.34	14.66
	MSIC	$M_o = 2$	8.47	18.1
	MPIC-DFE	$M_o = 2$	8.28	14.72
	MSIC-DFE	$M_o = 2$	8.44	18
Mixtes*	RAKE-LMS	$L_p = 45, M = 3, \mu_{LMS} = 0.015$	11.9	-
	RAKE-NLMS	$L_p = 45, M = 4, \mu_{NLMS} = 0.035$	11.8	-
	RAKE-RLS	$L_p = 45, M = 3, \lambda_{RLS} = 1, \sigma_{RLS} = 0.9$	11.5	-
	MF-LMS	$L_p = L, M = L, \mu_{LMS} = 0.015$	8.5	13.7
	MF-NLMS	$L_p = L, M = L, \mu_{NLMS} = 0.03$	8.5	13.7
	MF-RLS	$L_p = L, M = L, \lambda_{RLS} = 1, \sigma_{RLS} = 0.9$	8.35	13.42
	RAKE-LMS-DFE	$L_p = 45, M = 3, M_{DFE} = 1, \mu_{LMS} = 0.005, \mu_{DFE} = 0.005$	11.5	-
	RAKE-NLMS-DFE	$L_p = 45, M = 4, M_{DFE} = 1, \mu_{NLMS} = 0.007, \mu_{DFE} = 0.007$	11.5	-
	RAKE-RLS-DFE	$L_p = 45, M = 3, M_{DFE} = 1, \lambda_{RLS} = 1, \sigma_{RLS} = 0.9, \lambda_{DFE} = 1, \sigma_{DFE} = 0.9$	11.5	-
	MF-LMS-DFE	$L_p = L, M = L, M_{DFE} = 5, \mu_{LMS} = 0.004, \mu_{DFE} = 0.004$	8.63	13.7
	MF-NLMS-DFE	$L_p = L, M = L, M_{DFE} = 5, \mu_{NLMS} = 0.05, \mu_{DFE} = 0.05$	8.53	13.55
	MF-RLS-DFE	$L_p = L, M = L, M_{DFE} = 5, \lambda_{RLS} = 1, \sigma_{RLS} = 0.9, \lambda_{DFE} = 1, \sigma_{DFE} = 0.9$	8.3	13.25

\*Il est à noter que le RAKE et le MF basés sur les méthodes mixtes ont été utilisés avec la technique « Maximum Ratio Combining ».

Nous allons résumer les différentes constatations que nous avons remarquées suite à l'étude des paramètres des algorithmes.

1 – Il existe une limite à l'augmentation de l'ordre de filtres adaptatifs ( $M$ ,  $M_{DFE}$ ) des algorithmes basés sur les méthodes directes ou mixtes afin d'améliorer leur performance. Ceci engendre des erreurs d'adaptation entraînant une aggravation du taux d'erreurs sur les bits puisqu'il y a augmentation d'observations non corrélées. En ce sens, nous obtenons les meilleurs résultats lorsque l'ordre de filtres adaptatifs «  $M$  », employés dans le cas des méthodes directes, correspond au nombre de coefficients d'atténuation des canaux «  $L$  ».

2 – Il existe une valeur optimale du nombre de données binaires servant à l'adaptation «  $N_e$  » pour chacun des algorithmes de méthodes directes ou mixtes (convergence des algorithmes).

3 – L'utilisation du retour de décision permet d'améliorer les performances en réduisant au maximum l'effet du bruit blanc additif. En général, dans le cas des méthodes directes ou mixtes, cette rétroaction a permis de diminuer le nombre de données binaires nécessaires à l'adaptation. Dans certains cas, le taux d'erreurs sur les bits a été réduit.

4 – L'utilisation d'une version du *RAKE* pour les méthodes mixtes avec la technique « *Maximum Ratio Combining* » ne permet pas d'obtenir de performance suffisante puisqu'elle ignore la présence de l'interférence à accès multiples ( $N_u = 4$ ,  $N_t = 2$ ,  $N_r = 2$ ). De plus, étant donné que les canaux sont sélectifs en fréquence ( $L = 65$ ), sa performance est dégradée par la déformation du signal due à l'interférence inter-symboles ( $N_{ISI} = 5$ ). Cette méthode ne sera donc pas retenue pour le reste de l'évaluation. À ce propos, l'utilisation de filtres assortis pour les méthodes mixtes a permis de considérer ces types d'interférences.

5 – Il existe une valeur optimale pour le nombre d'étages «  $M_o$  » a employé pour les méthodes de soustractions itératives des interférences.

L'analyse de l'influence des caractéristiques des modèles de systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* sur la performance des méthodes de détection à usagers multiples a été réalisée avec la méthode directe basée sur l'algorithme *RLS*.

Nous reportons quelques figures afin de démontrer l'influence de chacune des caractéristiques des modèles de systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* ( $N_u, N_t, N_r, TH/DS, N_c, L, N_{ISI}$ ).

Tout d'abord, nous avons analysé l'influence du nombre d'utilisateurs  $N_u$  sur la performance de la méthode ( $N_t = 1, N_r = 1, DS, N_c = 32, L = 65, N_{ISI} = 5$ ).

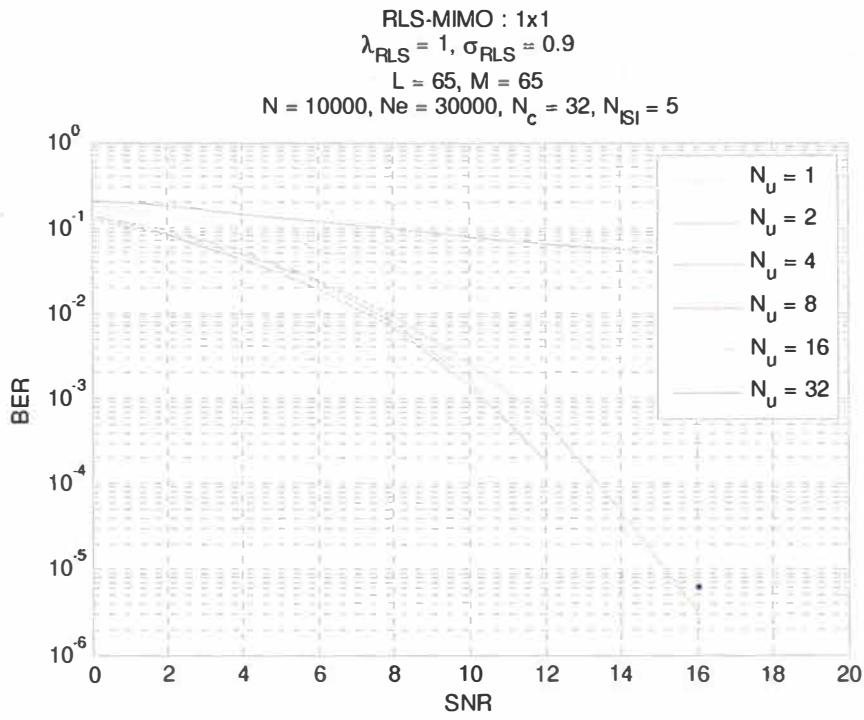


Figure 4.1 Influence du nombre d'usagers sur la performance de méthodes de détection

- L'augmentation du nombre d'usagers engendre une dégradation de la capacité de méthodes de détection à estimer correctement les données transmises. En d'autres termes, il devient plus difficile de prédire l'interférence *ISI* et l'interférence *MAI*. Il est important de noter qu'un nombre plus important d'itérations aurait permis de départager les courbes du taux d'erreurs sur les bits lorsque le nombre d'utilisateurs  $N_u$  est de 2 et de 4.

En second lieu, nous avons étudié l'influence de l'utilisation de plusieurs antennes ( $N_t$ ,  $N_r$ ) à la transmission et à la réception sur la performance de la méthode ( $N_u = 2$ ,  $DS$ ,  $N_c = 32$ ,  $L = 65$ ,  $N_{ISI} = 5$ ).

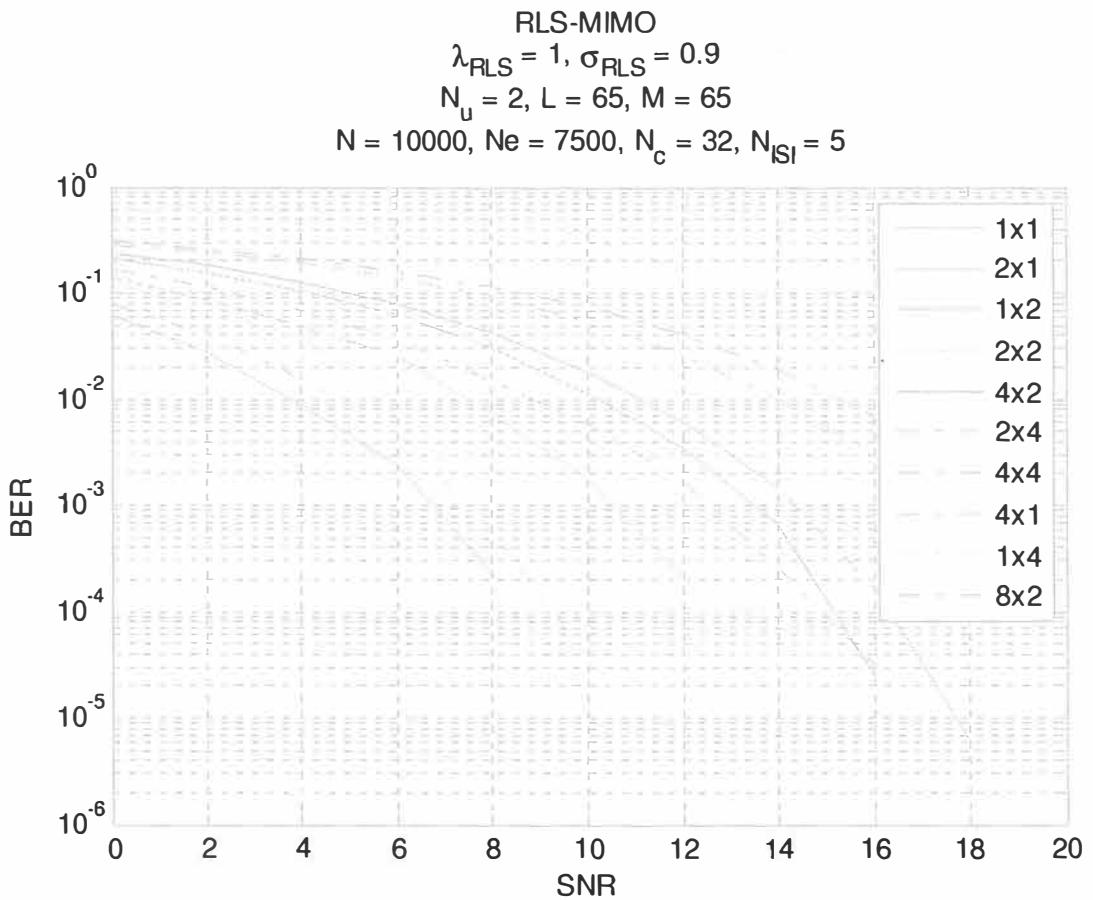


Figure 4.2 Influence du nombre d'antennes sur la performance de méthodes de détection

- L'utilisation d'un plus grand nombre d'antennes à la réception comparativement au nombre d'antennes à la transmission assure une meilleure estimation des données transmises par les méthodes de détection à usagers multiples.

En troisième lieu, nous avons analysé l'influence de la séquence d'étalement (*TH/DS*) utilisée sur la performance de la méthode ( $N_t = 1, N_r = 3, N_c = 32, L = 65, N_{ISI} = 5$ ).

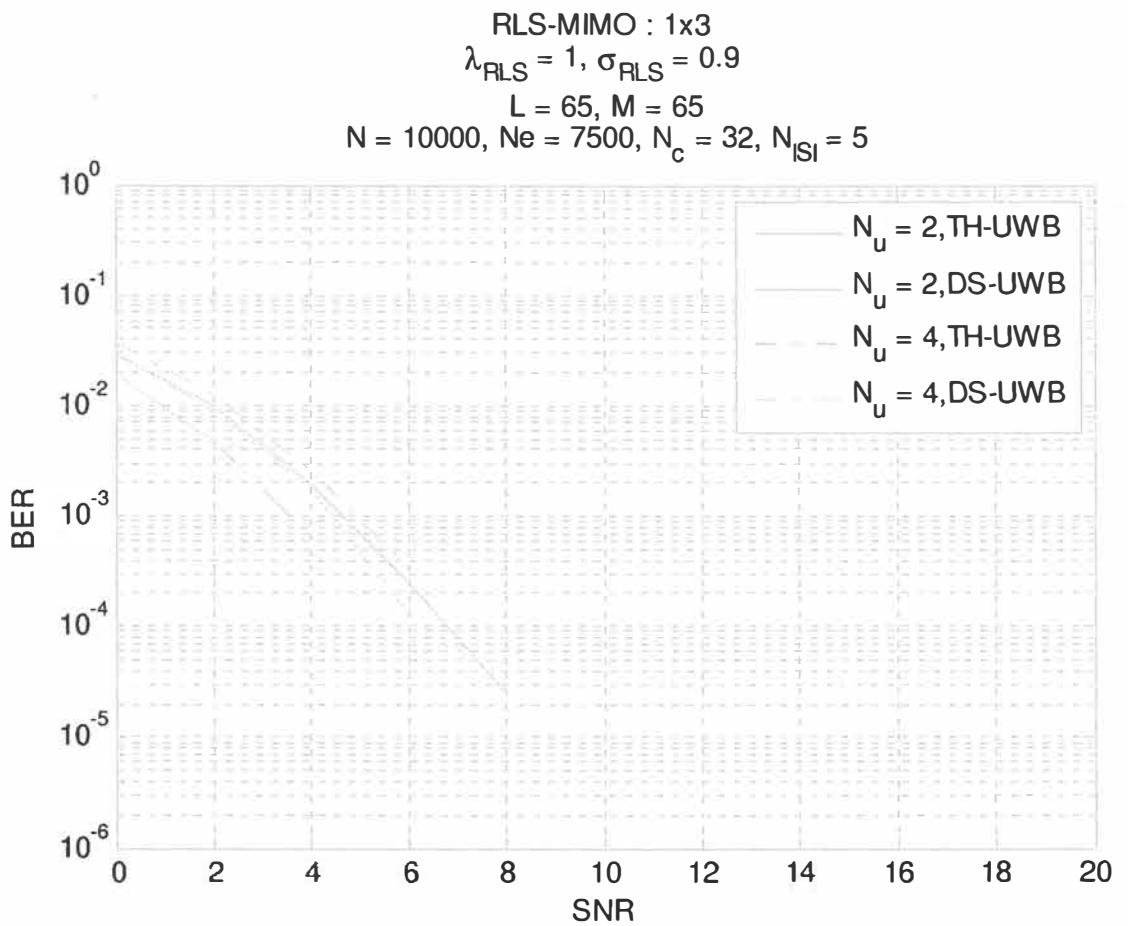


Figure 4.3 Influence de la séquence d'étalement à saut temporel/directe (*TH/DS*)

- La séquence d'étalement à saut temporel (*TH*) offre une immunité supérieure aux interférences *ISI* et *MAI* que la séquence d'étalement directe (*DS*).

Enfin, nous avons étudié l'influence de la longueur  $N_c$  de la séquence d'étalement *DS* par rapport au nombre de coefficients à trajets multiples résolubles par canal  $L$  sur la performance de la méthode ( $N_u = 2, N_t = 1, N_r = 3, DS, L = 9$ ). Notons que le nombre de symboles  $N_{ISI}$  impliqués dans l'interférence *ISI* dépend de ces deux paramètres comme le mentionne l'équation 3.14.

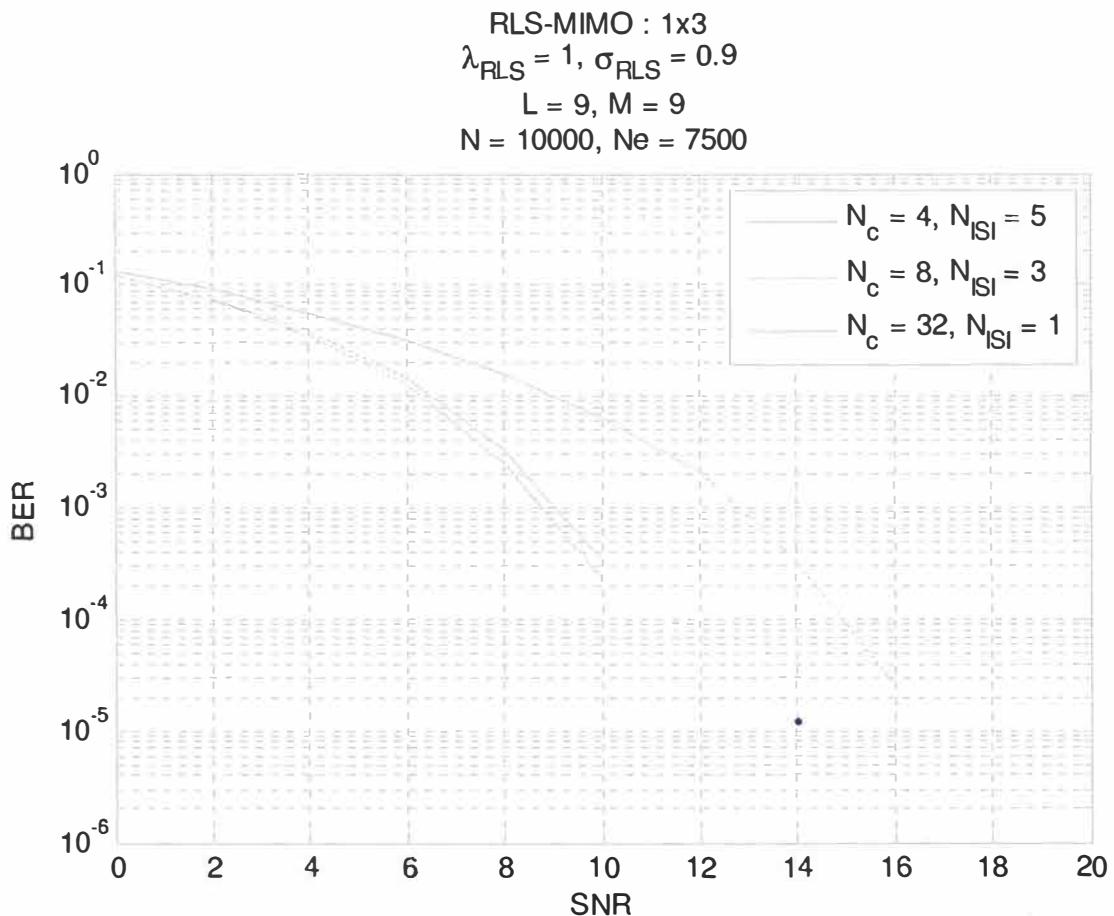


Figure 4.4 Influence de la longueur de la séquence d'étalement directe *DS*

- L'augmentation de la longueur de la séquence d'étalement, au-delà du délai d'étalement maximum du canal, améliore la capacité de méthodes de détection à estimer efficacement les données transmises. En d'autres mots, il y a moins de symboles impliqués dans l'interférence *ISI*.

### 4.3 Comparaison des performances par classe de méthodes de détection

Nous exposons les résultats de simulations en fonction des paramètres des différents algorithmes et des caractéristiques des modèles des systèmes de communications sans fil *MIMO DS-UWB* étudiés à la section précédente. Nous comparons la performance des méthodes de détection à usagers multiples selon leur catégorie, soit directe, indirecte et mixte.

#### 4.3.1 Méthodes directes supervisées

Premièrement, nous reportons la courbe du taux d'erreurs sur les bits des algorithmes *RLS* et *RLS-DFE*. Nous n'avons pas retenu les algorithmes *LMS*, *NLMS*, *LMS-DFE* et *NLMS-DFE* puisqu'ils se sont avérés moins performants lors de l'étude des paramètres optimaux (Tableau 4-1). Toutefois, nous avons reporté les courbes du taux d'erreurs sur les bits de ces algorithmes à l'annexe B.

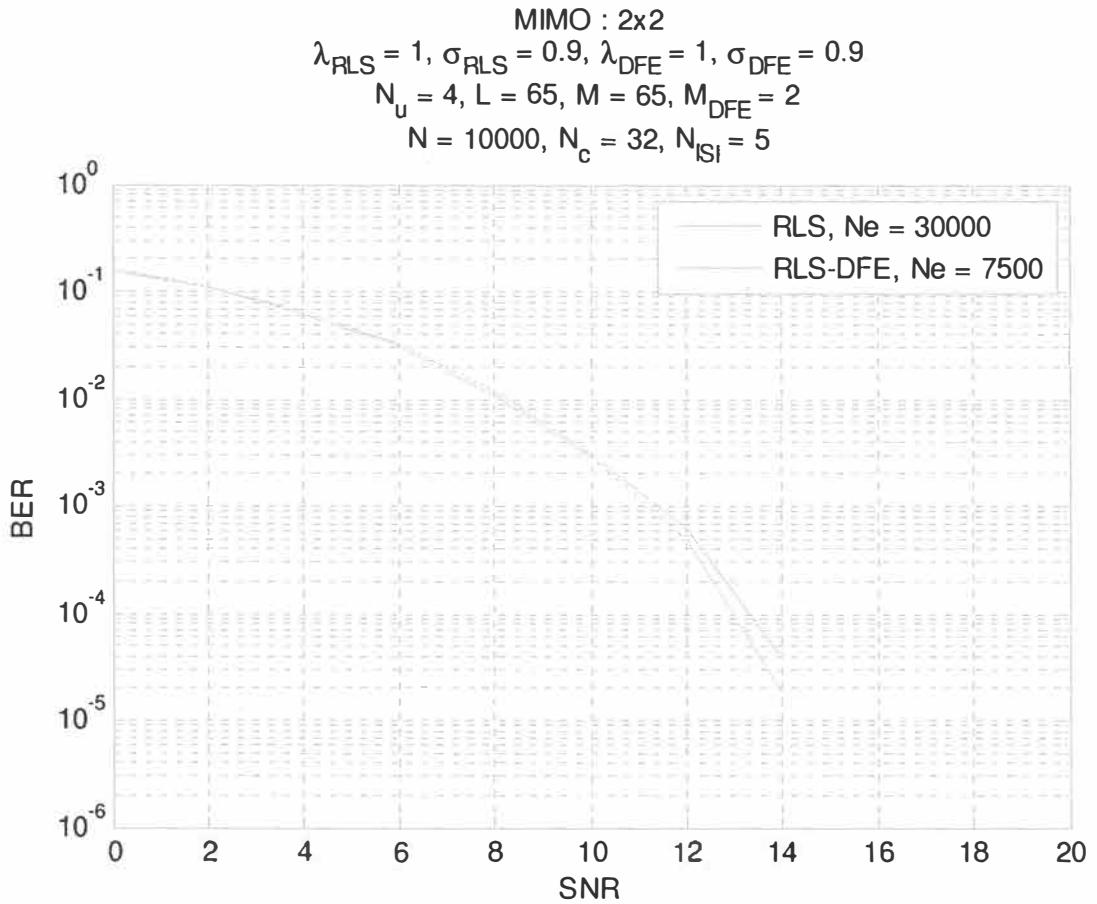


Figure 4.5 Comparaison de la performance de l'algorithme *RLS* et *RLS-DFE*

- L'utilisation du retour de décision jumelé à l'algorithme *RLS* permet d'augmenter sa vitesse de convergence. Toutefois, l'algorithme *RLS* démontre une meilleure performance.

### 4.3.2 Méthodes indirectes

Ensuite, nous reportons la courbe du taux d'erreurs sur les bits du récepteur *RAKE* et des algorithmes *ZF*, *MMSE*, *MPIC*, *MSIC*, *MPIC-DFE*, *MSIC-DFE*. Nous avons reporté, également, les courbes du taux d'erreurs sur les bits de ces algorithmes à l'annexe B.

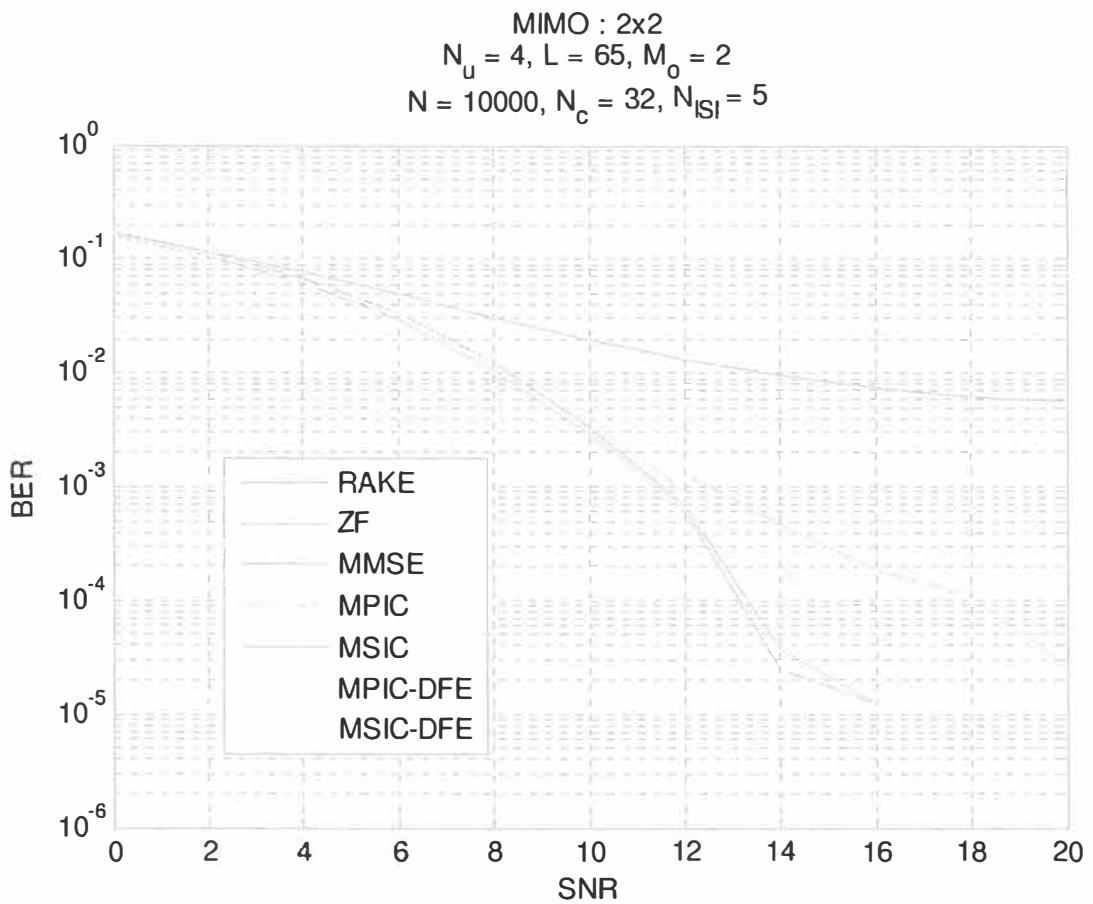


Figure 4.6 Comparaison de la performance du récepteur conventionnel, de l'algorithme *ZF*, de l'algorithme *MMSE* et des méthodes de soustractions itératives des interférences

- L'algorithme *MMSE* présente une meilleure performance que les méthodes de soustractions itératives des interférences. L'algorithme *MPIC* offre une meilleure performance que l'algorithme *MSIC*. Le récepteur conventionnel *RAKE* est incapable de détecter convenablement les données transmises en raison du nombre de trajets multiples important.

#### *4.3.3 Méthodes mixtes*

Enfin, nous reportons la courbe du taux d'erreurs sur les bits des algorithmes *MRC-MF-RLS*, *MRC-MF-RLS-DFE* ainsi que l'algorithme du filtre de *Kalman*. Nous n'avons pas retenu les algorithmes *MRC-MF-LMS*, *MRC-MF-NLMS*, *MRC-MF-LMS-DFE* et *MRC-MF-NLMS-DFE* puisqu'ils se sont, également, avérés moins performants lors de l'étude des paramètres optimaux (Tableau 4-1). Toutefois, nous avons reporté les courbes du taux d'erreurs sur les bits de ces algorithmes à l'annexe B.

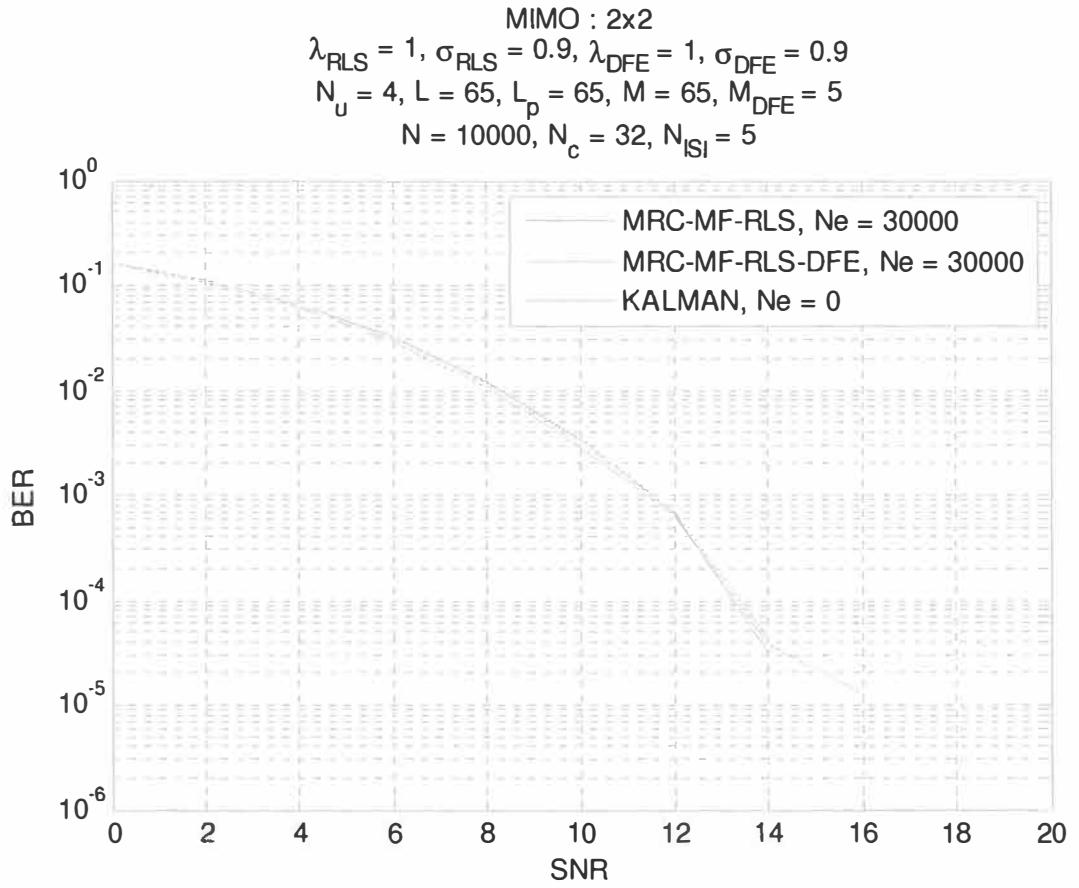


Figure 4.7 Comparaison de la performance des algorithmes *MRC-MF-RLS*, *MRC-MF-RLS-DFE* et du filtre de *Kalman*

- L'algorithme du filtre de *Kalman* présente une meilleure performance lorsque le SNR est faible. De plus, contrairement aux algorithmes *MRC-MF-RLS* et *MRC-MF-RLS-DFE*, il n'utilise pas de données binaires servant à l'adaptation. Il est à noter que l'utilisation du retour de décision combiné à l'algorithme *MRC-MF-RLS* a permis de réduire le taux d'erreurs sur les bits.

#### 4.4 Synthèse des résultats de simulations

Les résultats exposés dans les sections précédentes nous ont permis d'évaluer la performance des méthodes de détection à usagers multiples en fonction de leur structure dans le cas de systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB*. L'utilisation de modèles mathématiques de canaux, élaborés à partir de données expérimentales, a rendu les résultats plus réalistes.

Dans une première approche, nous avons comparé la performance des algorithmes basés sur les méthodes directes. Nous avons remarqué que l'algorithme *RLS* présentait la meilleure performance (Fig. 4.5).

Dans une deuxième approche, nous avons comparé la performance des algorithmes basés sur les méthodes indirectes. Nous avons constaté que l'algorithme *MMSE* démontrait la meilleure performance (Fig. 4.6).

Dans une troisième approche, nous avons comparé la performance des algorithmes basés sur les méthodes mixtes. Nous avons observé que l'algorithme de *Kalman* illustrait la meilleure performance lorsque le signal est bruité (Fig. 4.7).

Les résultats de simulations de ces trois méthodes de détection à usagers multiples, lorsque le nombre de données utiles transmises est de  $N = 10000$ , sont regroupés dans la figure suivante.

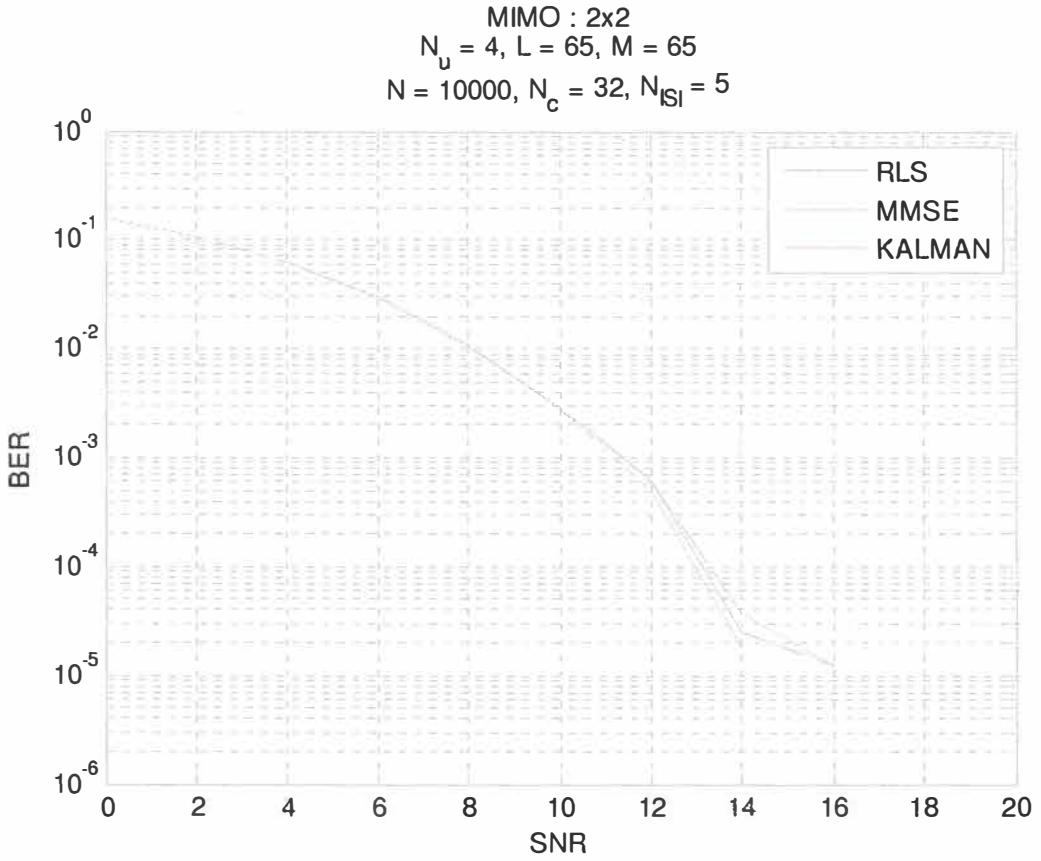


Figure 4.8 Comparaison de la performance de l'algorithme *RLS*, *MMSE* et du filtre de *Kalman* ( $N = 10000$ )

Nous pouvons constater que l'algorithme *RLS*, faisant partie de la catégorie des méthodes directes, offre une capacité à détecter les données transmises par les utilisateurs équivalente à l'algorithme *MMSE* (méthode indirecte) et légèrement meilleure par rapport à l'algorithme du filtre de *Kalman* (méthode mixte). De ce fait, il est important de noter que l'algorithme *MMSE* et l'algorithme du filtre de *Kalman* ne nécessitent pas de données binaires servant à l'adaptation et la qualité de leur détection dépendent uniquement des caractéristiques des modèles de systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* de notre plateforme de simulation *Matlab* ( $N_u$ ,  $N_t$ ,  $N_r$ , *TH/DS*,  $N_c$ ,  $L$ ,  $N_{ISI}$ ). En effet,

l'algorithme *RLS* possède des paramètres dont leurs valeurs optimales doivent être déterminées selon les variations des caractéristiques de systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* ( $\lambda_{RLS}$ ,  $\sigma_{RLS}$ ,  $M$ ,  $N_e$ ).

Les résultats de simulations de ces trois méthodes de détection à usagers multiples, lorsque le nombre de données utiles transmises est de  $N = 30000$ , sont regroupés dans la figure suivante.

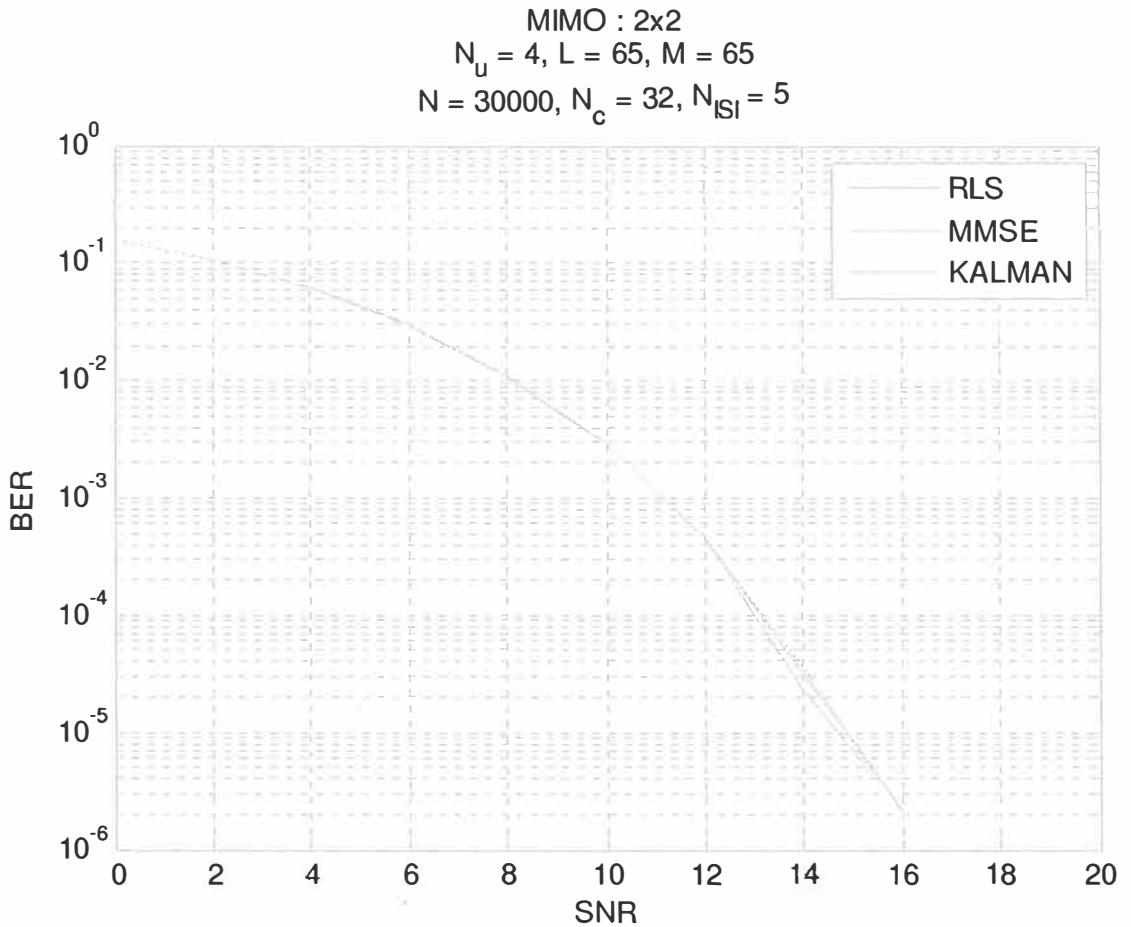


Figure 4.9 Comparaison de la performance de l'algorithme *RLS*, *MMSE* et du filtre de *Kalman* ( $N = 30000$ )

- Nous pouvons remarquer, dans ce cas, que l'algorithme du filtre de *Kalman* offre une meilleure performance soit équivalente à celle de l'algorithme *MMSE* et l'algorithme *RLS* ( $N_e = 30000$ ). Cette amélioration résulte du fait que lorsque l'on augmente le nombre de données utiles transmises  $N$ , l'estimation de la matrice de covariance du bruit de processus se rapproche davantage de la matrice de covariance du bruit de processus réelle (Équation 3.44). De plus, nous savons qu'il existe une valeur optimale du nombre de données binaires servant à l'adaptation «  $N_e$  » en ce qui concerne l'algorithme *RLS*.
- Il est important de mentionner qu'une mise en pratique (*VLSI*) de ces trois méthodes de détection à usagers multiples comporte des difficultés propres à chacune d'elles qui se différencient en fonction de leur structure et de leur complexité de calculs (nombre d'additions et de multiplications).
- Les difficultés d'implémentation, dans le cas de l'algorithme *RLS*, se situent au niveau de la réalisation d'une architecture par bloc (parallélisme) permettant la mise à jour des coefficients d'adaptation, la détermination du vecteur de gain  $\mathbf{G}(k)$  et le calcul de la matrice de corrélation  $\mathbf{P}_{RLS}(k)$  (Eq. 3.7, 3.8 et 3.9).
- Dans le cas de l'algorithme *MMSE*, les difficultés de la mise en œuvre se situent au niveau de la réalisation d'une architecture simplifiant l'inversion de la matrice de corrélation (Eq. 3.17) et l'implémentation d'une méthode permettant l'estimation de la matrice de canaux  $\mathbf{H}$ .
- L'algorithme de *Kalman* nécessite des études d'un modèle linéaire de représentation « espace d'état » dans le but d'élaborer une structure itérative de calculs (architecture systolique et pipeline) permettant la détermination du gain de *Kalman*

et la prédiction de l'état du système. Sa complexité est dominée par un nombre important de multiplications de matrices de grandes dimensions ( $\Theta K(k \times k)$ ,  $\mathbf{C} \mathbf{H} \mathbf{K}(k \times k - 1)$ ,  $\mathbf{C} \mathbf{H} \boldsymbol{\Omega}(k)^H$ ,  $\mathbf{G}(k) \boldsymbol{\epsilon}(k)$ ) et d'une inversion de matrice de covariance du processus d'innovation ( $\boldsymbol{\Omega}(k)^H \boldsymbol{\chi}^{-1}(k)$ ). Son implémentation en temps réel requiert une réduction de sa complexité et la recherche d'une architecture récursive parallélisée performante [GUO07].

#### 4.5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'évaluer et de comparer, à partir d'une procédure d'évaluation bien définie, la performance de plusieurs algorithmes employés pour la détection de signaux *UWB* transmis par plusieurs usagers. Nous avons exposé les résultats de simulations de chacun des algorithmes tout mettant en évidence les différentes notions propres aux systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* qui ont un effet sur leur comportement.

Nous sommes parvenus à la conclusion que l'algorithme *RLS*, l'algorithme *MMSE* et l'algorithme du filtre de *Kalman* offrent une capacité suffisante pour que des méthodes de détection à usagers multiples, basées sur ces algorithmes, soient implémentées dans certains systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB*.

## Chapitre 5 - Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous nous sommes intéressés à la couche physique des systèmes de communications sans fil *MIMO IR-UWB* à hauts débits.

Suite à une recherche bibliographique, nous avons établi deux modèles matriciels généraux de systèmes de communications sans fil *MIMO IR-UWB*. Nous avons implémenté ces deux modèles sous une plate-forme uniforme de simulation *Matlab*. Deux types de transmission ont été utilisés soit *TH-UWB* et *DS-UWB*. Pour le premier type, la modulation par positionnement d'impulsions (*PPM – Pulse Position Modulation*), la modulation par impulsion codée (*PCM – Pulse Code Modulation*) ainsi que la technique d'accès multiples d'étalement à saut temporel (*THSS – Time Hopping Spread Spectrum*) ont été employées. Pour le deuxième type, la modulation par impulsion codée et l'étalement de spectre à séquence directe (*DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum*) ont été utilisées. Nous avons adopté un modèle mathématique de canaux *IEEE 802.15.3* tiré de la littérature. Ces modèles de canaux ont été définis comme étant invariant et stationnaire dans le temps.

Étant donné qu'il existe, dans la littérature, un grand nombre de méthodes de détection à usagers multiples, nous avons sélectionné, classé et évalué quelques-unes de ces méthodes en fonction de leur structure et de leur capacité à annuler l'interférence à accès multiples (*MAI – Multiple Access Interference*) et l'interférence inter-symboles (*ISI – Inter-Symbol Interference*) dans un contexte de communications sans fil *SISO TH/DS-UWB*.

De plus, sachant que l'utilisation de plusieurs antennes à la transmission et à la réception permet d'augmenter le débit des systèmes de communications sans fil ( $>\text{Gbps}$ ) et d'améliorer la fiabilité de la réception sur de courtes distances (Diversité et multiplexage spatial). Nous avons donc, évalué et proposé une version de ces détecteurs dans un contexte de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB*. Nous avons employé la technique de multiplexage spatiale c'est-à-dire que les données à transmettre ont été divisées en paquet de manière à ce que chacune des antennes de transmission envoie des données distinctes. De plus, pour chacune des antennes, nous avons utilisé un code d'étalement unique.

Notre sélection a été la suivante soit les méthodes directes dites adaptatives supervisées (*LMS*, *NLMS*, *RLS*, *LMS-DFE*, *NLMS-DFE*, *RLS-DFE*), les méthodes indirectes (*RAKE*, *ZF*, *MMSE*, *MPIC*, *MSIC*, *MPIC-DFE*, *MSIC-DFE*) et les méthodes mixtes (*MRC-RAKE-LMS*, *MRC-RAKE-NLMS*, *MRC-RAKE-RLS*, *MRC-MF-LMS*, *MRC-MF-NLMS*, *MRC-MF-RLS*, *MRC-RAKE-LMS-DFE*, *MRC-RAKE-NLMS-DFE*, *MRC-RAKE-RLS-DFE*, *MRC-MF-LMS-DFE*, *MRC-MF-NLMS-DFE*, *MRC-MF-RLS-DFE*, *Kalman*). Nous avons employé le taux d'erreurs sur les bits comme critère d'évaluation.

Ensuite, nous avons exposé les résultats de simulations de chacune des méthodes tout mettant en évidence les différentes notions propres aux systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* qui ont eu un effet sur leur comportement.

Nous avons constaté que dans un environnement où plusieurs systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* à courtes portées coexistent, une méthode de détection à simple utilisateur est incapable de détecter convenablement les données transmises en raison du nombre important de trajets multiples. Les résultats de l'évaluation ont confirmé, effectivement, que l'utilisation d'un récepteur conventionnel *RAKE* ne

permettait pas d'éliminer l'interférence générée par le caractère fortement sélectif en fréquence des canaux à trajets multiples *MIMO-UWB*.

Notre étude a permis de démontrer que plusieurs types de méthodes de détection à usagers multiples existantes présentent une bonne capacité à détecter les signaux *UWB* transmis par tous les utilisateurs dans un environnement typique de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB*. Parmi ces méthodes de détection à usagers multiples, nous avons nommé l'algorithme *RLS*, l'algorithme *MMSE* ainsi que l'algorithme du filtre de *Kalman*.

En résumé, l'implémentation des principaux blocs de la couche physique des systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* sous une plate-forme *Matlab*, telle que définie dans ce mémoire, nous a permis d'évaluer, par simulation, la performance de quelques méthodes de détection à usagers multiples dans un contexte approprié aux communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB*.

Le travail que nous avons effectué dans ce mémoire constitue nos fondements de recherche sur les systèmes de communications sans fil *MIMO IR-UWB*. Dans nos travaux futurs, nous pourrions évaluer la sensibilité de quelques méthodes de détection à usagers multiples à la performance de quelques estimateurs de canaux tirés de la littérature. Nous aurions pu intégrer de la corrélation entre les antennes pour permettre d'ajouter davantage de réalisme dans les modèles de canaux *MIMO* utilisés. Nous pourrions rendre les canaux variants et non stationnaires dans le temps. Nous aurions pu admettre, dans notre plateforme, que les utilisateurs puissent transmettre de façon asynchrone. Nous pourrions évaluer, précisément, l'amélioration de la qualité des transmissions de systèmes de communications sans fil *MIMO TH/DS-UWB* lorsque nous utilisons différents codages de

canal comme le codage d'espace-temps (*Space-Time Coding*). Finalement, nous aurions pu classer les méthodes de détections à usagers multiples en fonction de leur complexité de calculs (nombre d'additions et de multiplications) en vue d'une implantation en technologie d'intégration à très grande échelle (*VLSI*).

## Bibliographie (ou Références)

- [ADE07] J. Adeane, W.Q. Malik, I.J. Wassell and D.J. Edwards, "Simple correlated channel model for ultrawideband multiple-imput multiple-output systems", *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, Vol. 1, Issue 6, Dec. 2007, pp. 1177 – 1181.
- [ALL05] B. Allen, T. Brown, K. Schwieger, E. Zimmermann, W. Malik, D. Edwards, L. Ouvry and I. Oppermann, "Ultra Wideband : Applications, Technology and Future perspectives", *International Worshop on Convergent Technologies (IWCT) 2005*.
- [ALO97] M.A. Alouini, S.W. Kim and A. Goldsmith, "RAKE reception with maximal-ratio and equal-gain combining for DS-CDMA systems in Nakagami fading", *IEEE 6th International Conference on Universal Personal Communication Record*, Vol. 2, Oct 1997, pp. 708-7 12.
- [ANG07] B.A. Angélico, P.J.E. Jeszensky, L.C. Heringer and T. Abrao, "Ultra-wideband Performance in a Dense Multipath Environment with Time and Spatial Diversity", *Mobile and Wireless Communications Summit, 2007. 16th IST*, July 2007, pp. 1–5.
- [AUB06] L.M. Aubert, B. Uguen and F.T. Talom, "Deterministic simulation of MIMO-UWB transmission channel", *Elsevier SAS, Comptes Rendus Physique de l'Académie des Sciences, Towards reconfigurable and cognitive communications*, Vol. 7, Issue 7, Sept. 2006, pp. 751 – 761.
- [BAE07] S. Baek, J. An, S. Lee and S. Kim, "Error Performance Analysis of Multi-User Binary PAM TH UWB Systems with Multiple Receive Antennas", *Future generation communication and networking*, Dec. 2007, Vol. 2, pp. 492 – 495.
- [BAL03] J. Balakrishnan, A. Batra and A. Dabak, "A multi-band OFDM system for UWB communication", *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Nov. 2003, pp. 354 – 358.
- [BAR05] A.M. Barbancho, L.J. Tardon, and I. Barbancho, "Analytical performance analysis of the linear multistage partial PIC receiver for DS-CDMA systems", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 53, Issue 12, Dec. 2005, pp. 2006 – 2010.

- [BAT04] A. Batra, J. Balakrishnan, G.R. Aiello, J.R. Foerster and A. Dabak, "Design of a Multiband OFDM System for Realistic UWB Channel Environments", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Sept. 2004, Vol. 52, Issue 9, pp. 2123 – 2138.
- [CAR06] R. Cardinali, L. De Nardis, M.-G. Di Benedetto and P. Lombardo, "UWB ranging accuracy in high- and low-data-rate applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, Issue 4, June 2006, pp. 1865 – 1875.
- [CAS02a] D. Cassioli, M.Z. Win and A.F. Molisch, "The ultra-wide bandwidth indoor channel: from statistical model to simulations", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 20, Issue 6, Aug. 2002, pp. 1247–1257.
- [CAS02b] D. Cassioli, M.Z. Win, F. Vatalaro and A.F. Molisch, "Performance of Low-Complexity Rake Reception in a Realistic UWB Channel", *IEEE International Conference on Communications*, 2002, pp. 763–767.
- [CHA04] M. Chamchoy, S. Promwong, P. Tangtisanon and J. Takada, "Spatial correlation properties of multiantenna UWB systems for in-home scenarios", *IEEE International Symposium on Communications and Information Technology*, Vol. 2, Oct. 2004, pp. 1029 – 1032.
- [CHE06a] Y. Chen, J. Zhang and A.D.S. Jayalath, "Multiband-OFDM UWB vs IEEE802.11n: System Level Design Considerations", *IEEE 63rd Vehicular Technology Conference*, Vol. 4, May 2006, pp. 1972 – 1976.
- [CHE06b] T. Chen, "Low Complexity Adaptive Group Detection in Layered Space-Time MIMO Wireless Communications", *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, Sept. 2006, pp. 1 – 4.
- [CHU05] J.-Y. Chung, W.-H. Fang, H.-Y. Lu and W.-S. Yang, "Layered space-time MUD with adaptive group order successive interference cancellation", *IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, Vol. 2, Aug. 2005, pp. 1162 – 1165.
- [CLA03] H. Claussen, H.R. Karimi and B. Mulgrew, "High-performance MIMO receivers based on multi-stage partial parallel interference cancellation", *IEEE 58th Vehicular Technology Conference*, Vol. 1, Oct. 2003, pp. 414 – 418.

- [DAB06] J.A. Dabin, A.M. Haimovich and H. Grebel, "A statistical ultra-wideband indoor channel model and the effects of antenna directivity on path loss and multipath propagation", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 24, Issue 4, April 2006, pp. 752 – 758.
- [DAH04] A. O. Dahmane, "Méthode de détection à usagers multiples pour les systèmes de communication DS-CDMA", Thèse de doctorat en génie électrique, U.Q.T.R., Avril 2004.
- [DIV94] D. Divsalar and M.K. Simon, "Improved CDMA performance using parallel interference cancellation", *IEEE Military Communications Conference*, Vol. 3, Oct. 1994, pp. 911 – 917.
- [DUR03] G. Durisi and S. Benedetto, "Performance evaluation and comparison of different modulation schemes for UWB multiaccess systems", *IEEE International Conference on Communications*, Vol. 3, May 2003, pp. 2187 – 2191.
- [EZA05] T. Ezaki and T. Ohtsuki, "Rake Performance for UWB-IR System with SISO and MISO", *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E88-B, No. 10, Mars 2005, pp. 4112 – 4116.
- [FEN01] A. Feng, X. Wu and Q. Yin, "A feedback adaptive space-time constant modulus algorithm in DS-CDMA multiuser detection", *IEEE 54th Vehicular Technology Conference*, Vol. 4, 2001, pp. 1975 – 1978.
- [FOE02] J.R. Foerster, "The performance of a direct-sequence spread ultrawideband system in the presence of multipath, narrowband interference, and multiuser interference", *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, 2002, pp. 87 – 91.
- [FOE03] J.R. Foerster, M. Pendergrass and A.F. Molisch, "A Channel Model for Ultrawideband Indoor Communication", *Tech. Rep., MERL*, Nov. 2003.
- [FOS98] G.J. Foschini, P.W. Wolniansky, G.D. Golden and R.A. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel", *URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*, Oct. 1998, pp. 295 – 300.
- [GAO07] W. Gao, R. Venkatesan and Cheng Li, "A Pulse Shape Design Method for Ultra-Wideband Communications", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, March 2007, pp. 2800 – 2805.

- [GUÉ07] E. Guéguen, N. Madaoui, J.-F. Hélard et M. Crussière, "Combination of OFDM and CDMA for high data rate UWB", *IEEE 65th Vehicular Technology Conference*, Avr. 2007, pp. 2905–2909.
- [GUO00] D. Guo, L.K. Rasmussen, Sumei Sun and T.J. Lim, "A Matrix-Algebraic Approach to Linear Parallel Interference Cancellation in CDMA", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48, Issue 1, Jan. 2000 pp. 152 – 161.
- [GUO05] Y.Guo , J. Zhang, D. McCain and J.R. Cavallaro, "Displacement MIMO Kalman equalizer for CDMA downlink in fast fading channels", *IEEE Global Telecommunications Conference*, Vol. 4, Dec. 2005, pp. 2281 – 2286.
- [GUO07] Y.Guo , J. Zhang, D. McCain and J.R. Cavallaro, "Structured Parallel Architecture for Displacement MIMO Kalman Equalizer in CDMA Systems", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 54, Issue 2, Feb. 2007, pp. 122 – 126.
- [GÜV07] I. Güvenç and H. Arslan, "A review on multiple access interference cancellation and avoidance for IR-UWB", *Elsevier B.V. Signal Processing*, Vol. 87, Issue 4, April 2007, pp. 623 – 653.
- [HÄM02] M. Hämäläinen, V. Hovinen, R. Tesi, Jari H.J. Iinatti and M. Latvalaho, "On the UWB System Coexistence With GSM900, UMTS/WCDMA, and GPS", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 20, No. 9, Dec. 2002, pp. 1712 – 1721.
- [HÄM04] M. Hämäläinen, R. Tesi and J. Iinatti, "UWB coexistence with IEEE 802.11a and UMTS in modified Saleh-Valenzuela channel", *Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies & International Workshop on Ultrawideband Systems*, May 2004, pp. 45– 49.
- [HAY02] S. Haykin, "Adaptive Filter Theory", *Prentice Hall*, 4<sup>th</sup> Edition, 2002.
- [HON95] M. Honig, U. Madhow and S. Verdu, "Blind Adaptive Multiuser Detection", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 41, No. 4, Jul. 1995, pp. 944–960.
- [HSI07] Y.-T. Hsieh and W.-R. Wu, "Performance Analysis of An Adaptive Two-Stage Partial PIC Receiver", *16th IST Mobile and Wireless Communications Summit*, Jul. 2007, pp. 1–5.
- [HU04] B. Hu and N. C. Beaulieu, "Pulse Shaping in UWB Communication Systems", *IEEE 60th Vehicular Technology Conference*, Vol. 7, Sept. 2004, pp. 5175–5179.

- [HUA03] Y.-F. Huang and J.-H. Wen, "An Analysis on Partial PIC Multi-User Detection with LMS Algorithms for CDMA", *14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Vol. 1, Sept. 2003, pp. 17–21.
- [HUA05] Y.-F. Huang and J.-H. W., "An Adaptive Full Parallel Interference Canceller with Imperfect Channel Estimation for CDMA Systems", *Proceedings of the Fourth Annual ACIS International Conference on Computer and Information Science*, 2005, pp. 707–712.
- [JEO05] J.-J. Jeon, J. G. Andrews and K.-M. Sung, "Adaptive Widely Linear Minimum Output Energy Algorithm for DS-CDMA Systems", *IEEE International Conference on Communications*, Vol. 3, May 2005, pp. 2117–2121.
- [KLE96] A. Klein, G. K. Kaleh and P. W. Baier, "Zero Forcing and Minimum Mean-Square-Error Equalization for Multiuser Detection in Code-Division Multiple-Access Channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 45, No. 2, May 1996, pp. 276–287.
- [KIM06] S. Kim, J. Park and Y. Park, "MIMO Partial Parallel Interference Cancellation for Space Time Block Coded MIMO-CDMA System", *8th International Conference Advanced Communication Technology*, Vol. 2, Feb. 2006, pp. 1271 – 1276.
- [KOU00] D. Koulakiotis and A.H. Aghvami, "Data Detection Techniques for DS/CDMA Mobile Systems : A Review", *IEEE Personal Communications*, Vol. 7, Issue 3, Jun. 2000, pp. 24–34.
- [KUM02] N.A. Kumar and R.M. Buehrer, "Application of Layered Space-Time Processing to Ultrawideband Communication", *45th Midwest Symposium Circuits and Systems*, Vol. 3, Aug. 2002, pp. 507–600.
- [LIA05] J.-F. Liao, C.-L. Tsai and B.-S. Chen, "Robust Adaptive Channel Estimation and Multiuser Detection for Ultra Wideband in a Realistic Indoor Channel", *IEEE International Conference on Communications*, Vol. 4, May 2005, pp. 2845–2851.
- [LI02] Q. Li and L.A. Rusch, "Multiuser Detection for DS-CDMA UWB in the Home Environment", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 20, No. 9, Dec. 2002, pp. 1701–1711.
- [LI06] X.-L. Li and X.-D. Zhang, "A Family of Generalized Constant Modulus Algorithms for Blind Equalization", *IEEE Transactions on communications*, Vol. 54, No. 11, Nov. 2006, pp. 1913–1917.

- [LIM98] T.J. Lim, L.K. Rasmussen and H. Sugimoto, "An Asynchronous Multiuser CDMA Detector Based on the Kalman Filter", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 16, No. 9, Dec. 1998, pp. 1711–1722.
- [LIM00] T.J. Lim and Y. Ma, "The Kalman Filter as the Optimal Linear Minimum Mean-Squared Error Multiuser CDMA Detector", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 46, No. 7, Nov. 2000, pp. 2561–2566.
- [LIN07] Z. Lin, X. Peng, K.B. Png, and F. Chin, "Kronecker Modelling for Correlated Shadowing in UWB MIMO Channels", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, March 2007, pp. 1583–1587.
- [LIU05] H. Liu, R.C. Qiu and Z. Tian, "Error Performance of Pulse-Based Ultra-Wideband MIMO Systems Over Indoor Wireless Channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 4, No. 6, Nov. 2005, pp. 2939–2944.
- [LIU07] J. Liu, M. Ghavami, X. Chu, B. Allen and W. Malik, "Diversity Analysis of Multi-antenna UWB Impulse Radio Systems with Correlated Propagation Channels", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, March 2007, pp. 1593–1598.
- [LKH07] A. Lkhlef and D. Le Guennec, "A Simplified Constant Modulus Algorithm for Blind Recovery of MIMO QAM and PSK Signals: A Criterion with Convergence Analysis", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Sept. 2007, pp. 1–13.
- [MEH07] A. Mehboodiya, S. Aïssa and S. Affes, "Performance Analysis of MB-OFDM in the Presence of Multiple UWB Interferers", *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Apr. 2007, pp. 1337–1340.
- [MIE03] B. Mielczarek, M.-O. Wessman and A. Svensson, "Performance of Coherent UWB Rake Receivers with Channel Estimators", *IEEE 58th Vehicular Technology Conference*, Vol. 3, Oct. 2003, pp. 1880–1884.
- [MOL03] A.F. Molisch, J.R. Foerster and M. Pendergrass, "Channel Models for Ultrawideband Personal Area Networks", *IEEE Wireless Communications*, Vol. 10, Issue 6, Dec. 2003, pp. 14–21.
- [MOL05] A.F. Molisch, "Ultrawideband Propagation Channels-Theory, Measurement, and Modeling", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 54, Issue 5, Sept. 2005, pp. 1528–1545.

- [MOL06] A.F. Molisch, D. Cassioli, C.-C. Chong, S. Emami, A. Fort, B. Kannan, J. Karedal, J. Kunisch, H.G. Schantz, K. Siwiak and M.Z. Win, "A Comprehensive Standardized Model for Ultrawideband Propagation Channels", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 11, Nov. 2006, pp. 3151–3166.
- [MOS96] S. Moshavi, "Multi-User Detection for DS-CDMA Communications", *IEEE Communications Magazine*, Vol. 34, Issue 10, Oct. 1996, pp. 124–136.
- [NAK03] Y.-P. Nakache and A.F. Molisch, "Spectral Shape of UWB Signals - Influence of Modulation Format, Multiple Access Scheme and Pulse Shape", *57th IEEE Semi-annual Vehicular Technology Conference*, Vol. 4, Apr. 2003, pp. 2510–2514.
- [NEK05] F. Nekoogar, "Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications", *Prentice Hall*, Aug. 2005.
- [NEY07] J.A. Ney da Silva and M.L.R. de Campos, "Spectrally Efficient UWB Pulse Shaping With Application in Orthogonal PSM", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 55, No. 2, Feb. 2007, pp. 313–322.
- [NGU05] H. Nguyen, J. Zhang and B. Raghethaman, "A Kalman-Filter Approach to Equalization of CDMA Downlink Channels", *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, Vol. 2005, Issue 1, Jan. 2005, pp. 611–625.
- [POR03] D. Porcino and W. Hirt, "Ultra-Wideband Radio Technology : Potential and Challenges Ahead", *IEEE Communications Magazine*, Vol. 41, Issue 7, Jul. 03, pp. 66–74.
- [PRO01] J.G. Proakis, "Digital Communications", *McGraw-Hill*, 4<sup>th</sup> Edition, 2001.
- [QIU05] R.C. Qiu, H. Liu and X.S. Shen, "Ultra-Wideband for Multiple Access Communications", *IEEE Communications Magazine*, Feb. Vol. 43, Issue 2, Feb. 2005, pp. 80–87.
- [RAH07] A. Rahim, S. Zeisberg and A. Finger, "Coexistence Study between UWB and WiMax at 3.5 GHz Band", *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Sept. 2007, pp. 915–920.
- [RAJ03] A. Rajeswaran, V.S. Somayazulu and J.R. Foerster, "Rake Performance for a Pulse Based UWB System in a Realistic UWB Indoor Channel", Vol. 4, May 2003, pp. 2879–2883.

- [RAS00] L.K. Rasmussen, T.J. Lim and A.-L. Johansson, "A Matrix-Algebraic Approach to Successive Interference Cancellation in CDMA", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48, No. 1, Jan. 2000, pp. 145–151.
- [RAZ07] C. Razzell, J. Yang and D. Birru, "Approaches and Considerations for Evolution of OFDM-based UWB PHY Solutions beyond 1Gbps", *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Sept. 2007, pp. 405–410.
- [RJE06] C. Abou-Rjeily, N. Daniele and J.-C. Belfiore, "Diversity-Multiplexing Tradeoff of Single-Antenna and Multi-Antenna Indoor Ultra-Wideband Channels", *IEEE 2006 International Conference on Ultra-Wideband*, Sept. 2006, pp. 441–446.
- [RJE07] C. Abou-Rjeily, "On the Impact of ISI and MUI on MIMO-UWB Communication Systems", *Europe Wireless conference*, Apr. 2007, Paris, France.
- [ROY04] S. Roy, J.R. Foerster, V.S. Somayazulu and D.G. Leeper, "Ultrawideband Radio Design: The Promise of High-Speed, Short-Range Wireless Connectivity", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 92, No. 2, Feb. 2004, pp. 295–311.
- [RUA05] Y.-F. Ruan, X.-Q. Shi, Y.-X. Guo, "A Study on the Performance of Space-Time Coding UWB-Impulse Radio System in IEEE 802.15 Multipath Channels", *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, Vol. 1, Sept. 2005, pp. 308–311.
- [RUN03] P. Runkle, J. McCorkle, T. Miller and M. Welbom, "DS-CDMA: The Modulation Technology of Choice for UWB Communications", *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Nov. 2003, pp. 364–368.
- [SAB06] M. Sablatash, "Pulse Shaping, Modulation and Spectrum Shaping for UWB Wireless Communications and the Effects on Interference for Single and Multiband Transmission of UWB Signals", *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, May 2006, pp. 1640 – 1645.
- [SAR07] K. Sarfaraz, S.A. Ghorashi, M. Ghavami and H. Aghvami, "On the Coexistence of DS-UWB Systems with Wi-Max/IEEE-802.16 Based Systems", *IEICE-Transactions on Communications*, Vol. E90-B, No. 2, Feb. 2007, pp. 251–259.

- [SAT05] H. Sato and T. Ohtsuki, "Computational Complexity and Performance of RAKE Receivers with Channel Estimation for DS-UWB", *IEICE TRANS. FUNDAMENTALS*. Vol. E88-A, No. 9, Sept. 2005, pp. 2318–2326.
- [SCH95] T. Schirtzinger, X. Li and W.K. Jenkins, "A Comparison of three Algorithms for Blind Equalization Based on the Constant Modulus Error Criterion", *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 2, May 1995, pp. 1049 – 1052.
- [SFA01] S. Sfar, R.D. Murch and K.B. Letaief, "Achieving High Capacities in CDMA Systems Using Multiuser Detection Based on BLAST", *IEEE International Conference on Communications*, Vol. 2, June 2001, pp. 565– 569.
- [SFA03] S. Sfar, R.D. Murch and K.B. Letaief, "Layered Space-Time Multiuser Detection Over Wireless Uplink Systems", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 2, No. 4, Jul. 2003, pp. 653–668.
- [SHE06] X. Shen, M. Guizani, R.C. Qiu and T. Le-Ngoc, "Ultra-wideband wireless communications and networks", *John Wiley & Sons, Ltd*, 2006.
- [SIB03] A. Sibille and S. Bones, "Spatial diversity for UWB communications", *5th European Personal Mobile Communications Conference*, Apr. 2003, pp. 367– 370.
- [SIR04] W. Siriwongpairat, M. Olfat and K.J. Ray Liu, "On the Performance Evaluation of TH and DS UWB MIMO Systems", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Vol. 3, March 2004, pp. 1800– 1805.
- [SIR05] W. Siriwongpairat, M. Olfat and K.J. Ray Liu, "Performance Analysis and Comparison of Time-Hopping and Direct-Sequence UWB-MIMO Systems", *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, Vol. 2005, Issue 1, Jan. 2005, pp. 328–345.
- [SIW04] K. Siwiak and D. McKeown, "Ultra-wideband Radio Technology", *John Wiley & Sons, Ltd*, 2004.
- [SOM02] V. Srinivasa Somayazulu, "Multiple Access Performance in UWB Systems using Time Hopping vs. Direct Sequence Spreading", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Vol. 2, March 2002, pp. 522–525.

- [STU07] C. Sturm, M. Porebska, J. Timmermann and W. Wiesbeck, "Investigations on the Applicability of Diversity Techniques in Ultra Wideband Radio", *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Sept. 2007, pp. 899–902.
- [SUN06] H. Sung, J.W. Kang and K.B. Lee, "A Simplified Maximum Likelihood Detection for MIMO Systems", *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B, No. 8, Aug. 2006, pp. 2241–2244.
- [TAN03] S.S. Tan, B. Kannan and A. Nallanathan, "Ultra-Wideband Impulse Radio Systems with Temporal and Spatial Diversities", *IEEE 58th Vehicular Technology Conference*, Vol. 1, Oct. 2003, pp. 607–611.
- [TAN04] S.S. Tan, B. Kannan and A. Nallanathan, "Multiple Access Performance of UWB M-ary Impulse Radio Systems with Diversity Reception", *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, May 2004, pp. 346–350.
- [TAN06] S.S. Tan, A. Nallanathan and B. Kannan, "Performance of DS-UWB Multiple-Access Systems with Diversity Reception in Dense Multipath Environments", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 55, No. 4, Jul. 2006, pp. 1269–1280.
- [TJH07] W.C. Tjhi, C.T. Lau and A.B. Premkumar, "Performance of Different UWB Pulse Shapes Under High Data Rate Indoor Channel", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, March 2007, pp. 1751–1756
- [TRA06] V.P. Tran and A. Sibille, "UWB Spatial Multiplexing by Multiple Antennas and RAKE Decorrelation", *Workshop on Mobile Future*, June 2006, pp. 80–83.
- [UGU06] B. Uguen, L.-M. Aubert and F.T. Talom, "A Comprehensive MIMO-UWB Channel Model Framework for Ray Tracing Approaches", *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Sept. 2006, pp. 231–236
- [VER98] S. Verdu, "Multiuser Detection", *Cambridge University Press*, 1<sup>st</sup> Edition, 1998.
- [WAN04] L.-C. Wang and W.-C. Liu, "Performance of Pulse Position Modulated Signals over the Ultra-Wideband Channel with Multiple Transmit and Receive Antennas", *IEEE 60th Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, Sept. 2004, pp. 822–826.

- [WAN05a] L.-C. Wang, W.-C. Liu and K.-J. Shieh, "On the Performance of Using Multiple Transmit and Receive Antennas in Pulse-Based Ultrawideband Systems", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 4, No. 6, Nov. 2005, pp. 2738–2750.
- [WAN05b] J. Wang and B. Daneshrad, "A Comparative Study of MIMO Detection Algorithms for Wideband Spatial Multiplexing Systems", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Vol. 1, March 2005, pp. 408–413.
- [XUE99] G. Xue, J. Weng, T. Le-Ngoc and S. Tahar, "Adaptive Multistage Parallel Interference Cancellation for CDMA over Multipath Fading Channels", *IEEE 49th Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, Jul. 1999, pp. 1251–1255.
- [YAN04] L. Yang and G. B. Giannakis, "Ultra-wideband communications : An idea whose time has come", *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 21, Nov. 2004, pp. 26–54.
- [YAN06] L.-L. Yang, "MIMO-Assisted Space-Code-Division Multiple-Access : Linear Detectors and Performance Over Multipath Fading Channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 24, No. 1, Jan. 2006, pp. 121–131.
- [YAN07] J. Yang, A. Seyed, D. Birru and D. Wang, "Design and Performance of Multi-Band OFDM UWB System with Multiple Antennas", *IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sept. 2007, pp. 1–5.
- [ZHA03] J. Zhang, R.A. Kennedy and T.D. Abhayapala, "Performance of RAKE Reception for Ultra Wideband Signals in a Lognormal-fading Channel", *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, June 2003, pp. 1–8.
- [ZHE04] F. Zheng and T. Kaiser, "On the Evaluation of Channel Capacity of Multi-Antenna UWB Indoor Wireless Systems", *IEEE 8th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Sept. 2004, pp. 525–529.
- [ZHE06a] Y.J. Zheng, J.H. Ng and L. Yang, "A Low-Complexity Blind Rake Combining Equalizer for UWB Communication Systems", *IEEE 2006 International Conference on Ultra-Wideband*, Sept. 2006, pp. 629–633.
- [ZHE06b] L. Zheng, H. Qiu, J. Lin, S. Ouyang and J. Zheng, "Interference Suppression in IR-UWB System Using Kalman Algorithm", *IEEE 2006 International Conference on Ultra-Wideband*, Sept. 2006, pp. 575–579.

- [ZHI04] L. Zhiwei, B. Premkumar and A.S. Madhukumar, "MMSE Detection for High Data Rate UWB MIMO Systems", *IEEE 60th Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, Sept. 2004, pp. 1463–1467.

## Annexe A – Définition des matrices et des vecteurs utilisés dans la modélisation des détecteurs

Cette annexe apporte un complément à la section 2 du chapitre 3 relativement à la définition du modèle matriciel utilisé pour l'évaluation de la performance des méthodes indirectes et de l'algorithme du filtre de *Kalman*.

Le vecteur du signal reçu  $\mathbf{r}(k)$  est défini comme suit :

$$\mathbf{r}(k) = \left[ \mathbf{r}_1(k)^T, \mathbf{r}_2(k)^T, \dots, \mathbf{r}_{N_r}(k)^T \right]_{N_r(N_c+L-1) \times 1}^T$$

Où

$$\mathbf{r}_{N_r}(k) = \left[ r_{N_r}(kN_c), r_{N_r}(kN_c+1), \dots, r_{N_r}((k+1)N_c+L-2) \right]_{(N_c+L-1) \times 1}^T$$

La matrice de codes des utilisateurs  $\mathbf{C}$  est décrite de la manière suivante :

$$\mathbf{C} = [\mathbf{C}[0], \underline{\mathbf{C}}[-\left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor], \dots, \underline{\mathbf{C}}[-2], \underline{\mathbf{C}}[-1], \bar{\mathbf{C}}[1], \bar{\mathbf{C}}[2], \dots, \bar{\mathbf{C}}[\left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor]]_{N_r(N_c+L-1) \times N_t L N_r N_u N_{ISI}}$$

Où la matrice  $\mathbf{C}[0]$  correspond aux symboles courants reçus par le récepteur et elle est représentée par l'expression ci-dessous :

$$\mathbf{C}[0] = [(\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{C}_1[0]), (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{C}_2[0]), \dots, (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{C}_{N_u}[0])]_{N_r(N_c+L-1) \times N_t L N_r N_u}$$

La matrice  $\mathbf{C}_{N_u}[0]$  correspond aux séquences de codes d'étalement du  $u^{ième}$  usager associées aux  $L$  coefficients à trajets multiples résolubles par canal. Elle est mise en équation par :

$$\mathbf{C}_{N_u}[0] = \begin{bmatrix} c_{N_u,1}^{(0)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(0)} & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ c_{N_u,1}^{(1)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(1)} & c_{N_u,1}^{(0)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(0)} & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & c_{N_u,1}^{(1)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(1)} & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & c_{N_u,1}^{(0)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(0)} \\ c_{N_u,1}^{(N_c-1)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(N_c-1)} & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & c_{N_u,1}^{(1)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(1)} \\ 0 & \cdots & 0 & c_{N_u,1}^{(N_c-1)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(N_c-1)} & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & c_{N_u,1}^{(N_c-1)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(N_c-1)} \end{bmatrix}_{(N_c+L-1) \times N_t L}$$

La matrice  $\underline{\mathbf{C}}[-1]$ , par exemple, correspond aux symboles précédents reçus par le récepteur et elle est exprimée comme suit :

$$\underline{\mathbf{C}}[-1] = [(\mathbf{I}_{N_r} \otimes \underline{\mathbf{C}}_1[-1]), (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \underline{\mathbf{C}}_2[-1]), \dots, (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \underline{\mathbf{C}}_{N_u}[-1])]_{N_r(N_c + L-1) \times N_t L N_r N_u}$$

La matrice  $\underline{\mathbf{C}}_{N_u}[-1]$  est mise en forme de la façon suivante :

$$\underline{\mathbf{C}}_{N_u}[-1] = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & c_{N_u,1}^{(N_c-1)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(N_c-1)} & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & 0 & \cdots & 0 & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & c_{N_u,1}^{(0)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(0)} \\ 0 & \cdots & 0 & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & c_{N_u,1}^{(1)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & c_{N_u,1}^{(N_c-1)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(N_c-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{(N_c+L-1) \times N_t L}$$

La matrice  $\bar{\mathbf{C}}[1]$ , par exemple, correspond aux symboles suivants reçus par le récepteur et elle est définie par :

$$\bar{\mathbf{C}}[1] = [(\mathbf{I}_{N_r} \otimes \bar{\mathbf{C}}_1[1]), (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \bar{\mathbf{C}}_2[1]), \dots, (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \bar{\mathbf{C}}_{N_u}[1])]_{N_r(N_c+L-1) \times N_t L N_r N_u}$$

La matrice  $\bar{\mathbf{C}}_{N_u}[1]$  est décrite par la relation ci-dessous :

$$\bar{\mathbf{C}}_{N_u}[1] = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N_u,1}^{(0)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(0)} & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N_u,1}^{(1)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(1)} & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & 0 & \cdots & 0 \\ c_{N_u,1}^{(N_c-1)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(N_c-1)} & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & 0 & \cdots & 0 & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & c_{N_u,1}^{(0)} & \cdots & c_{N_u,N_t}^{(0)} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{(N_c+L-1) \times N_t L}$$

Il est à noter que pour obtenir les autres matrices représentant les symboles antérieurs et ultérieurs reçus par le récepteur, il suffit de décaler les séquences de codes d'étalement, par colonne, soit vers le haut (symboles passés) ou vers le bas (symboles futurs) et de leur ajouter des zéros, de manière à respecter les dimensions des matrices (convolution). Évidemment, le nombre de matrices représentant ces symboles dépend du nombre de symboles impliqués dans l'interférence inter-symboles  $N_{ISI}$ .

La matrice de canaux  $\mathbf{H}$  est obtenue par :

$$\mathbf{H} = \mathbf{I}_{N_{ISI}} \otimes \hat{\mathbf{H}}$$

Où

$$\hat{\mathbf{H}} = \text{diag} \left\{ \hat{\mathbf{H}}_1, \hat{\mathbf{H}}_2, \dots, \hat{\mathbf{H}}_{N_u} \right\}_{N_t L N_r N_u \times N_t N_u}$$

La matrice  $\hat{\mathbf{H}}_{N_u}$  est décrite de la manière suivante :

$$\hat{\mathbf{H}}_{N_u} = [\hat{\mathbf{H}}_{N_u,1}^T, \hat{\mathbf{H}}_{N_u,2}^T, \dots, \hat{\mathbf{H}}_{N_u,N_r}^T]^T$$

Où

$$\hat{\mathbf{H}}_{N_u, N_r} = [\hat{\mathbf{H}}_{N_u, N_r}(0)^T, \hat{\mathbf{H}}_{N_u, N_r}(1)^T, \dots, \hat{\mathbf{H}}_{N_u, N_r}(L-1)^T]^T$$

Sachant que,

$$\hat{\mathbf{H}}_{N_u, N_r}(l) = \begin{bmatrix} h_{N_r,1}^{(N_u)}(l) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{N_r, N_l}^{(N_u)}(l) \end{bmatrix}$$

Le vecteur de données binaires transmises  $\mathbf{a}(k)$  se décrit comme suit :

$$\mathbf{a}(k) = \left[ \hat{\mathbf{a}}(k)^T, \hat{\mathbf{a}}(k - \left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor)^T, \dots, \hat{\mathbf{a}}(k-2)^T, \hat{\mathbf{a}}(k-1)^T, \hat{\mathbf{a}}(k+1)^T, \hat{\mathbf{a}}(k+2)^T, \dots, \hat{\mathbf{a}}(k + \left\lfloor \frac{N_{ISI}}{2} \right\rfloor)^T \right]_{N_{ISI} N_t N_u \times 1}^T$$

Où

$$\hat{\mathbf{a}}(k) = \left[ \hat{\mathbf{a}}_1(k)^T, \hat{\mathbf{a}}_2(k)^T, \dots, \hat{\mathbf{a}}_{N_u}(k)^T \right]^T$$

Sachant que,

$$\hat{\mathbf{a}}_{N_u}(k) = \left[ \hat{a}_{N_u,1}(k), \hat{a}_{N_u,2}(k), \dots, \hat{a}_{N_u,N_t}(k) \right]^T$$

Le vecteur de bruit blanc gaussien additif est défini comme suit :

$$\boldsymbol{\eta}(k) = \left[ \boldsymbol{\eta}_1(k)^T, \boldsymbol{\eta}_2(k)^T, \dots, \boldsymbol{\eta}_{N_r}(k)^T \right]_{N_r(N_c+L-1) \times 1}^T$$

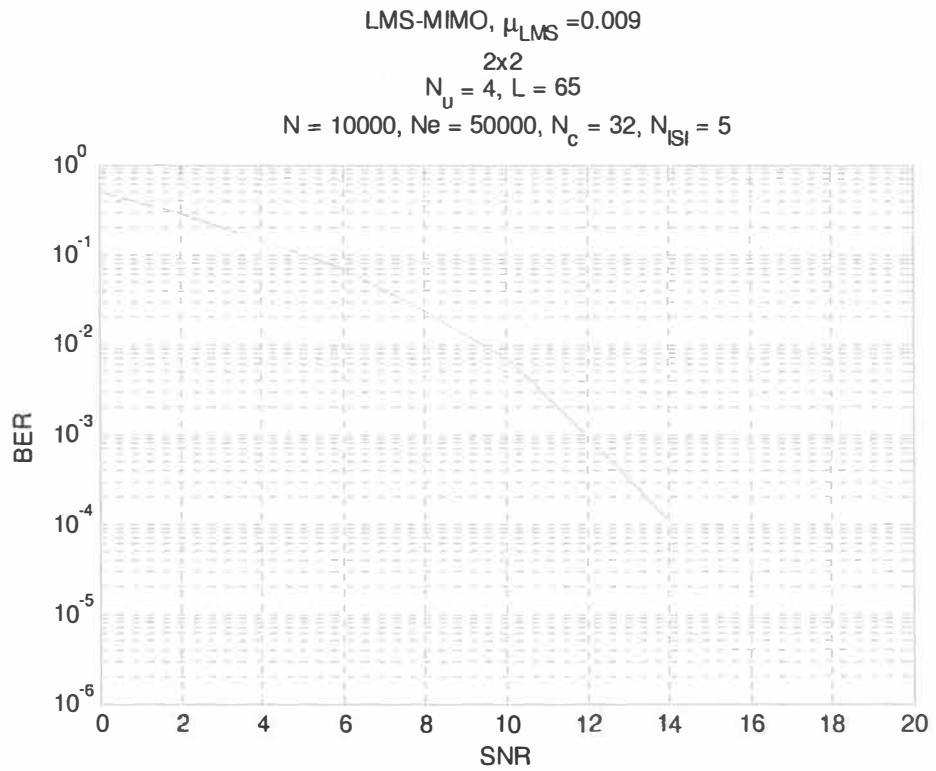
Où

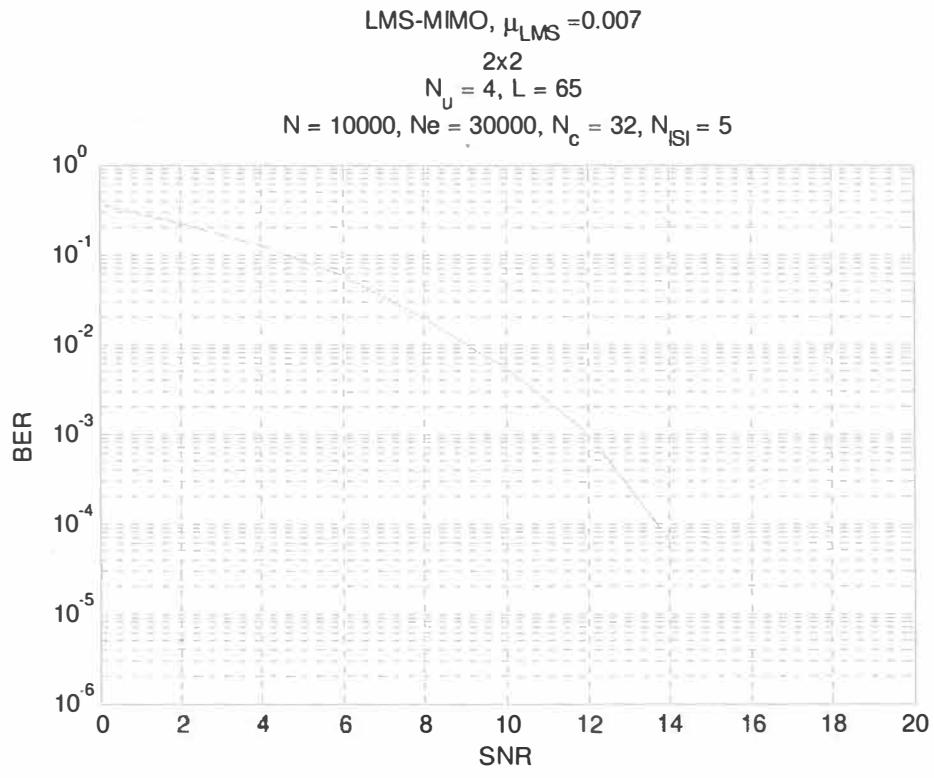
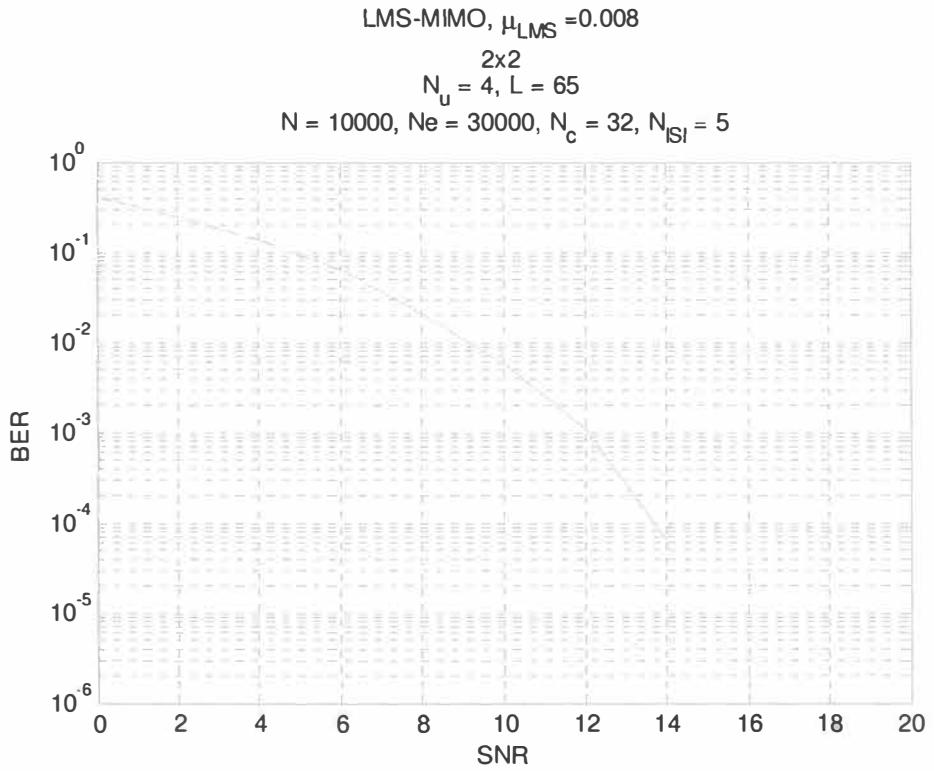
$$\boldsymbol{\eta}_{N_r}(k) = \left[ \eta_{N_r}(kN_c), \eta_{N_r}(kN_c+1), \dots, \eta_{N_r}((k+1)N_c+L-2) \right]_{(N_c+L-1) \times 1}^T$$

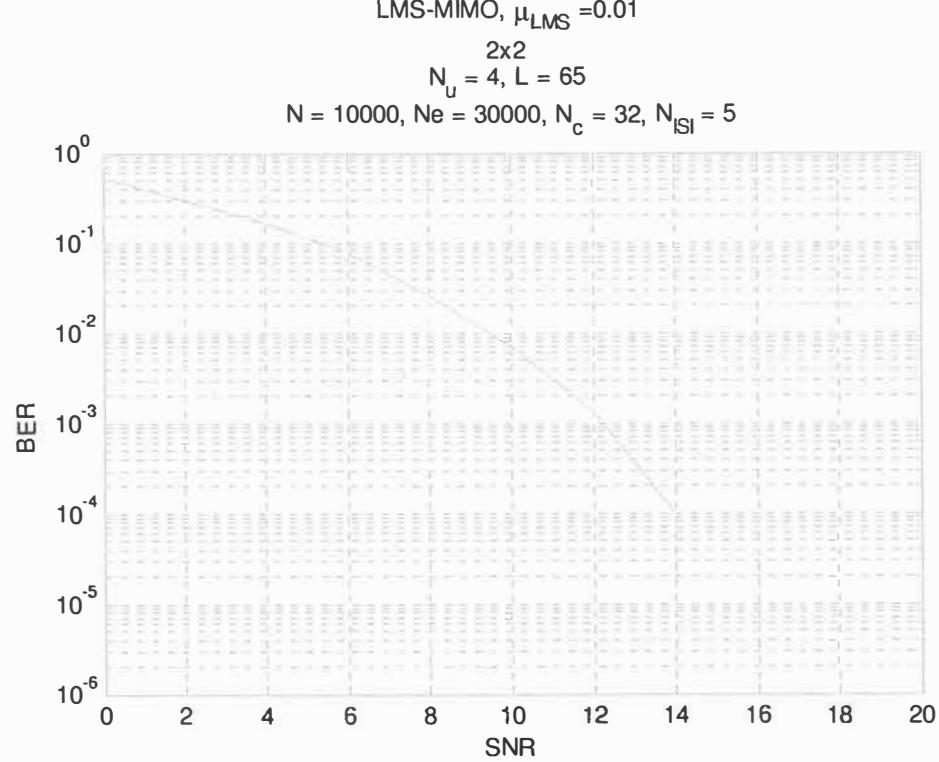
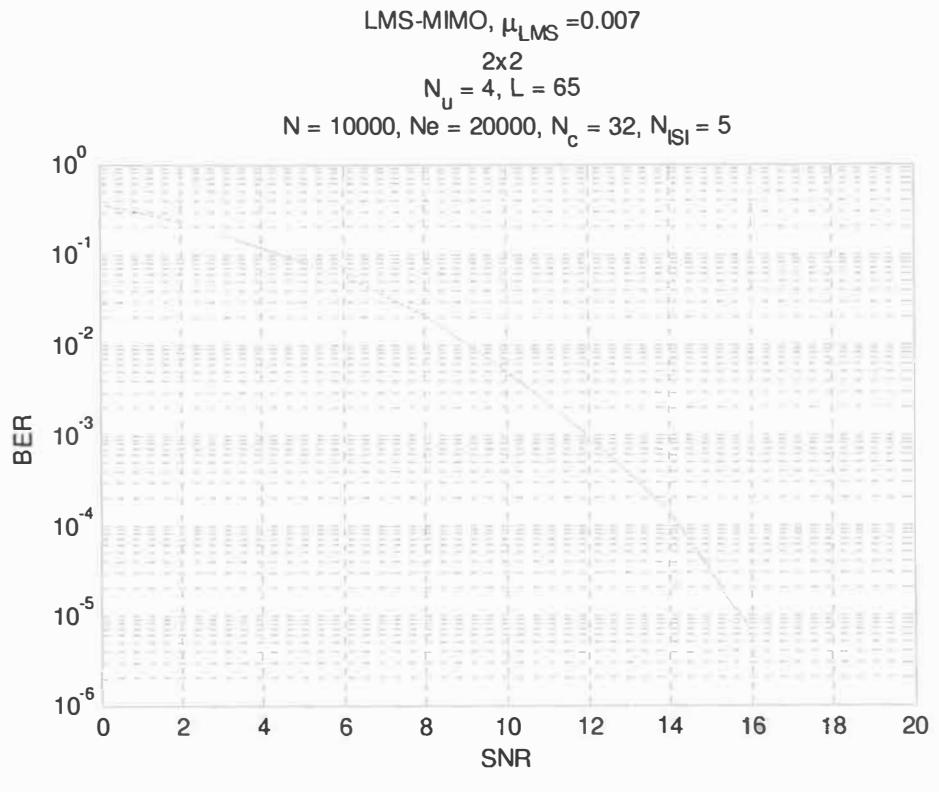
## Annexe B – Courbes du taux d’erreurs sur les bits des méthodes de détection à usagers multiples

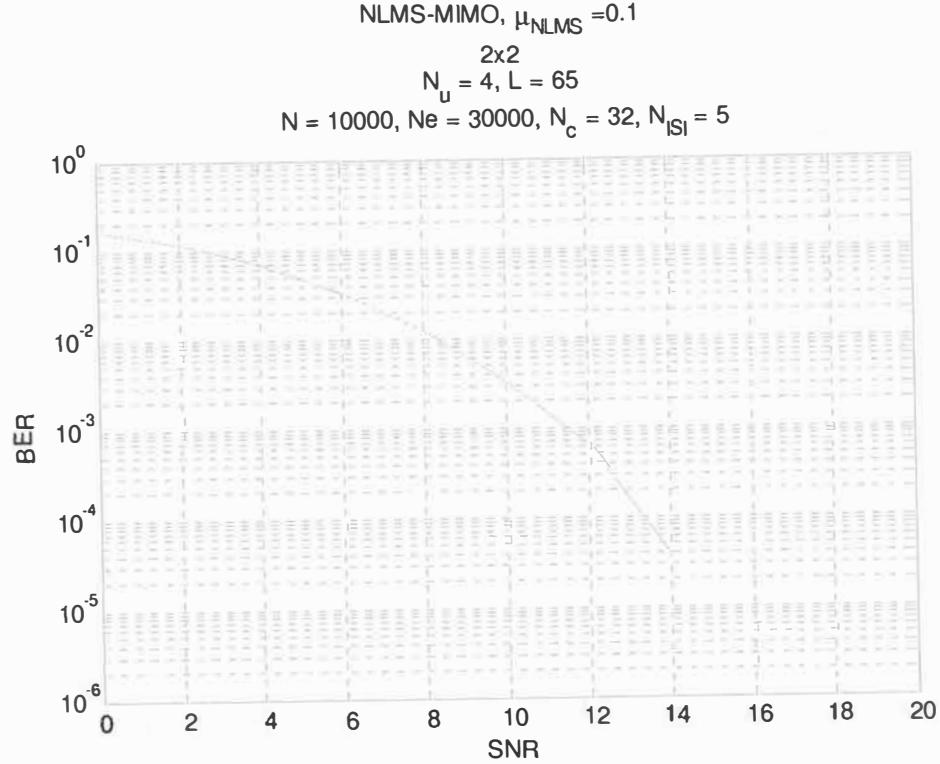
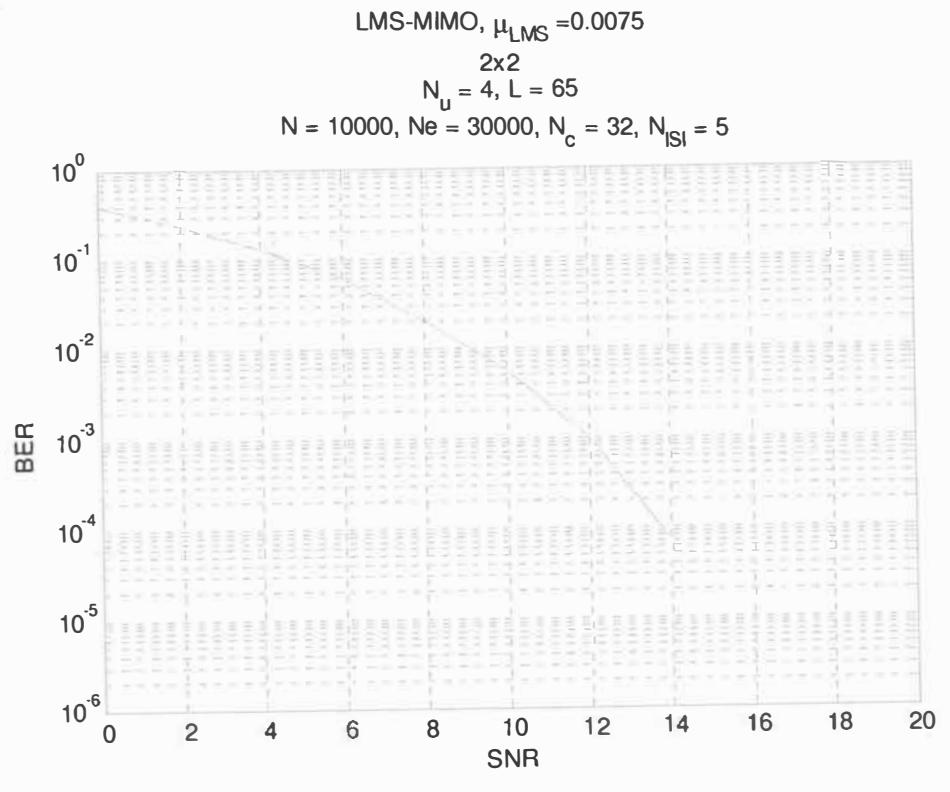
Cette annexe apporte un complément aux sections 2 et 3 du chapitre 4 relativement à l’évaluation de la performance des méthodes de détection à usagers multiples.

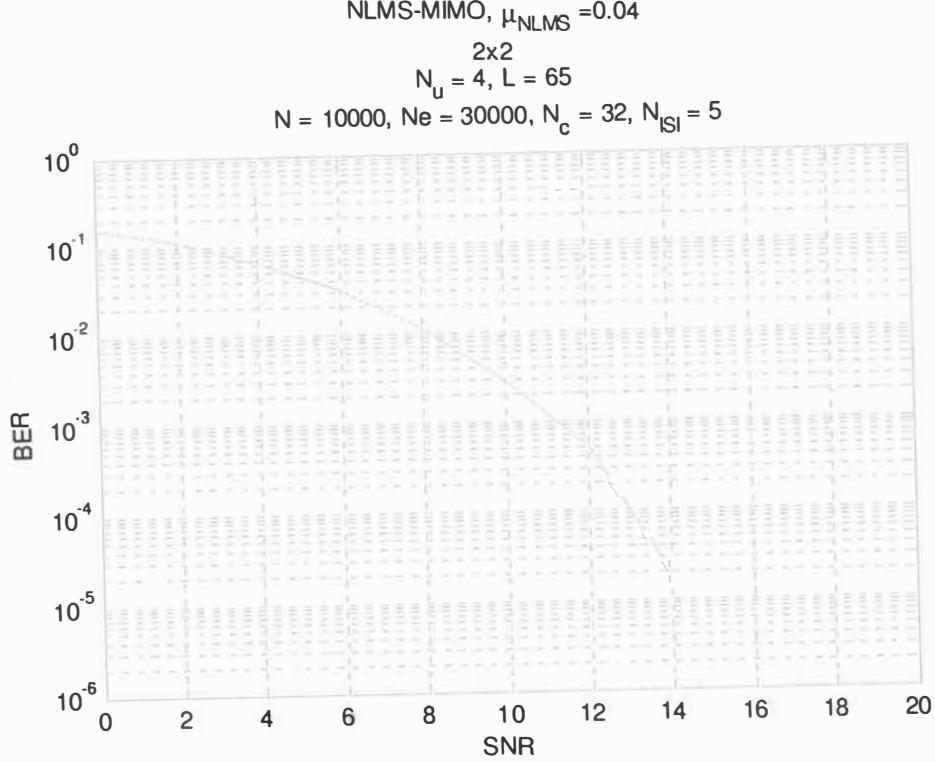
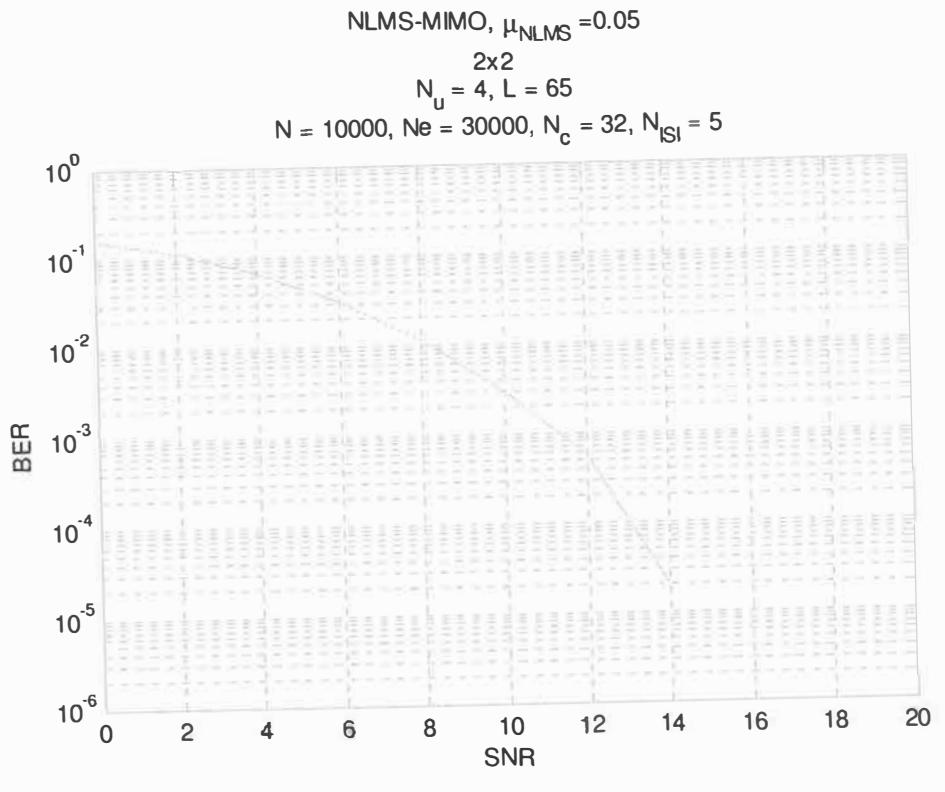
### PARTIE I

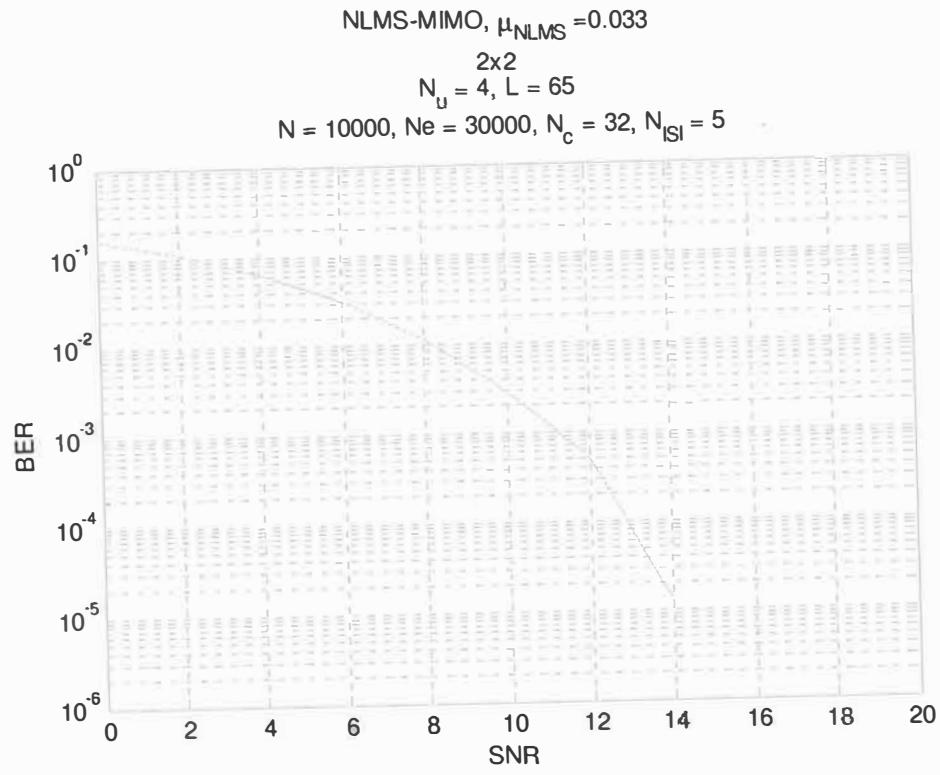
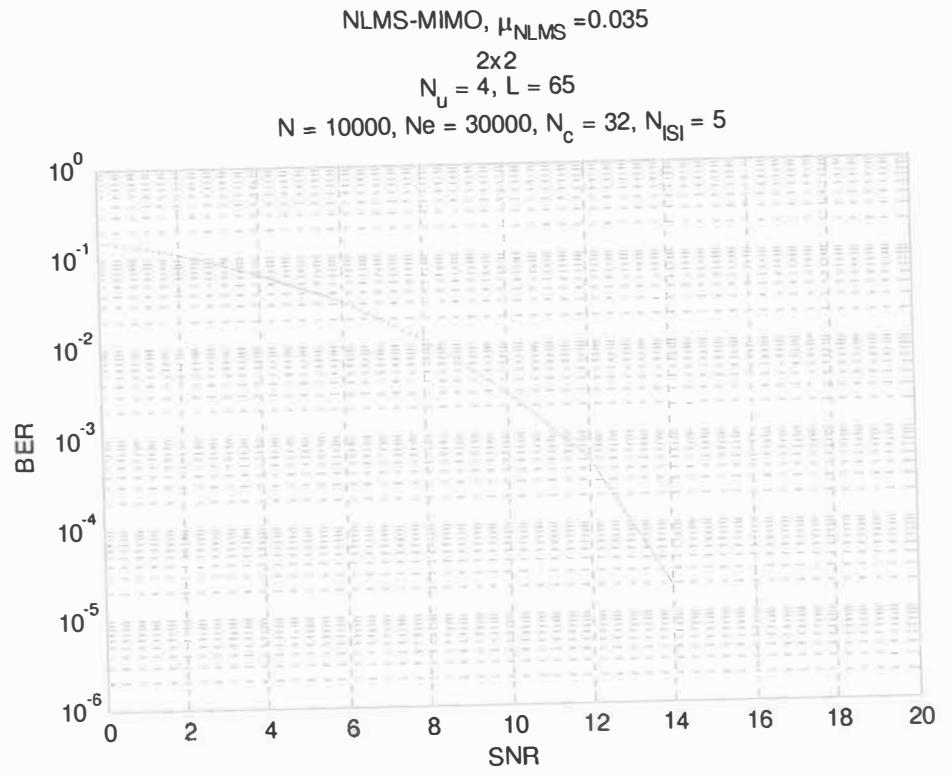


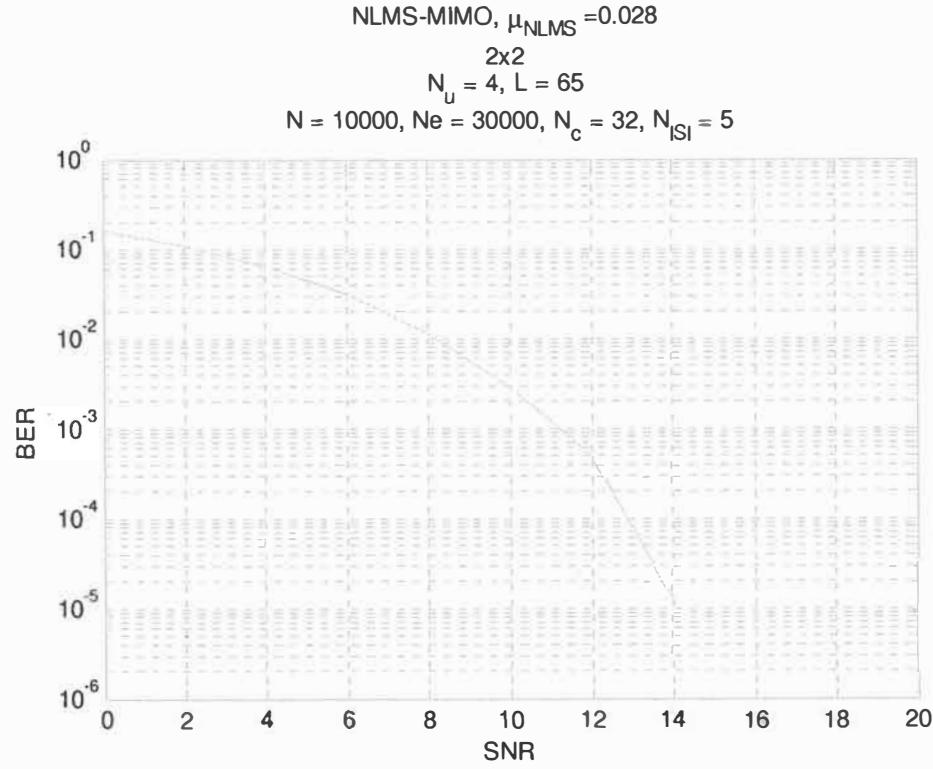
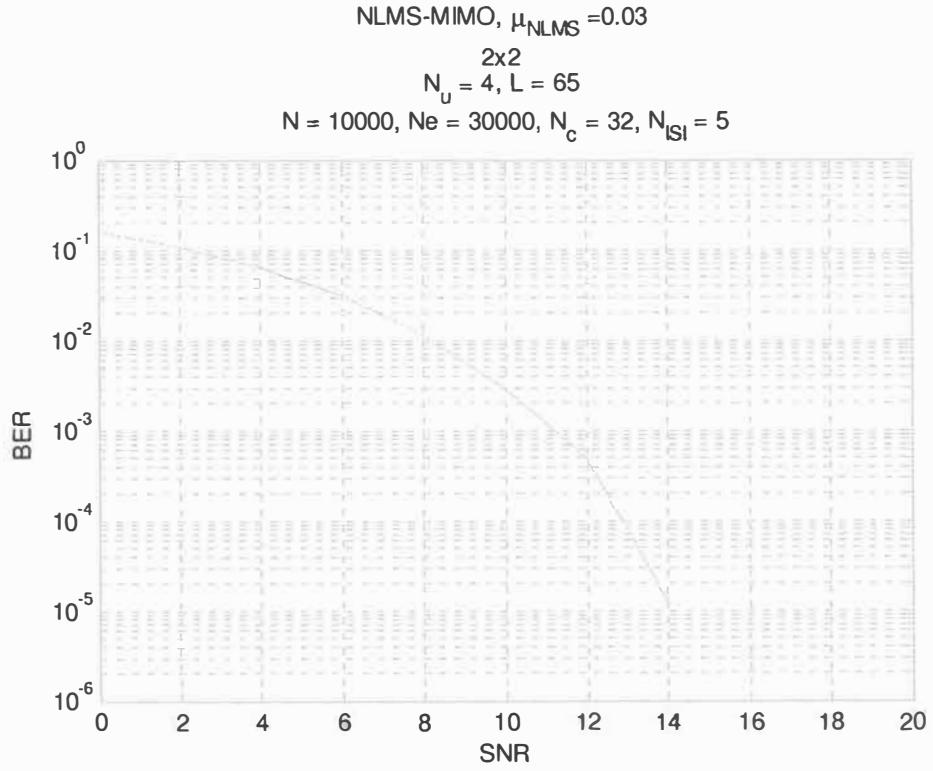


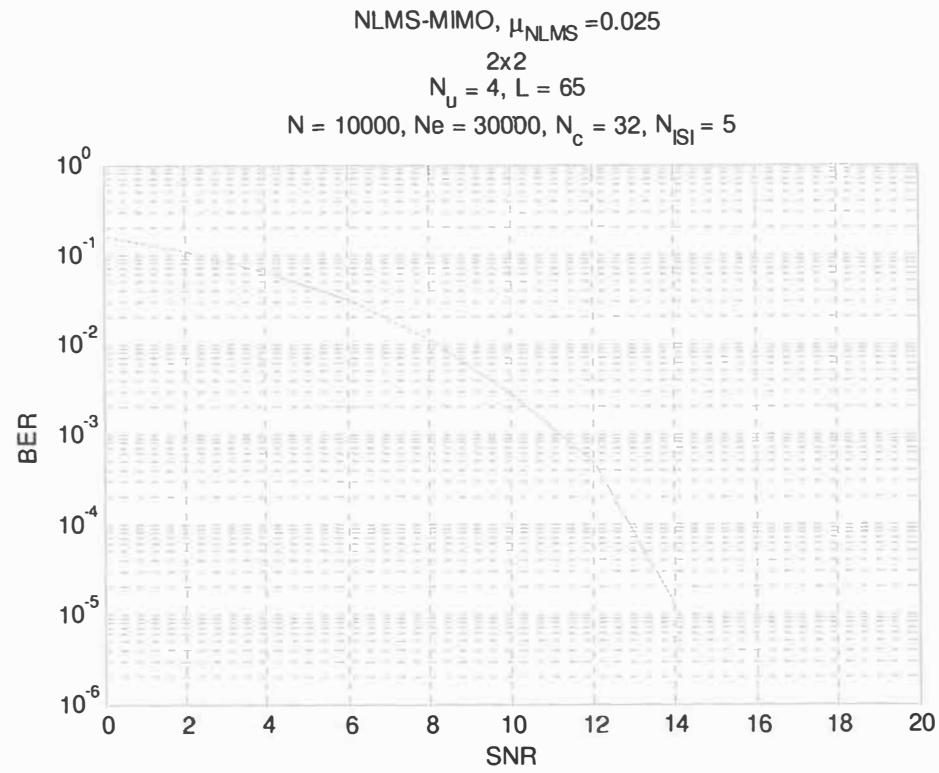
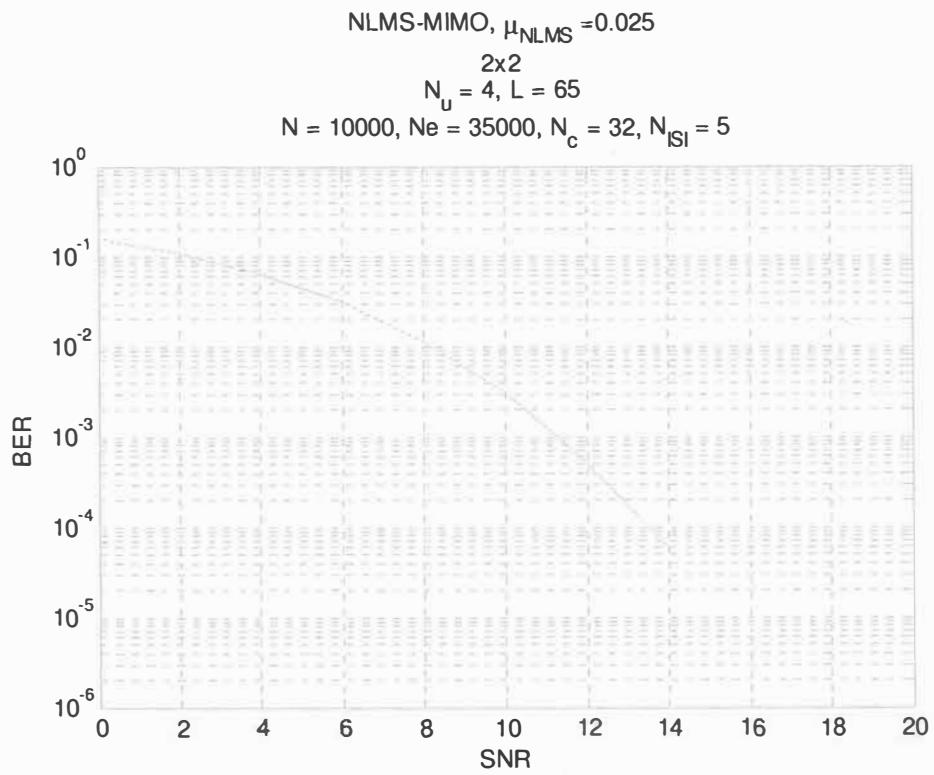


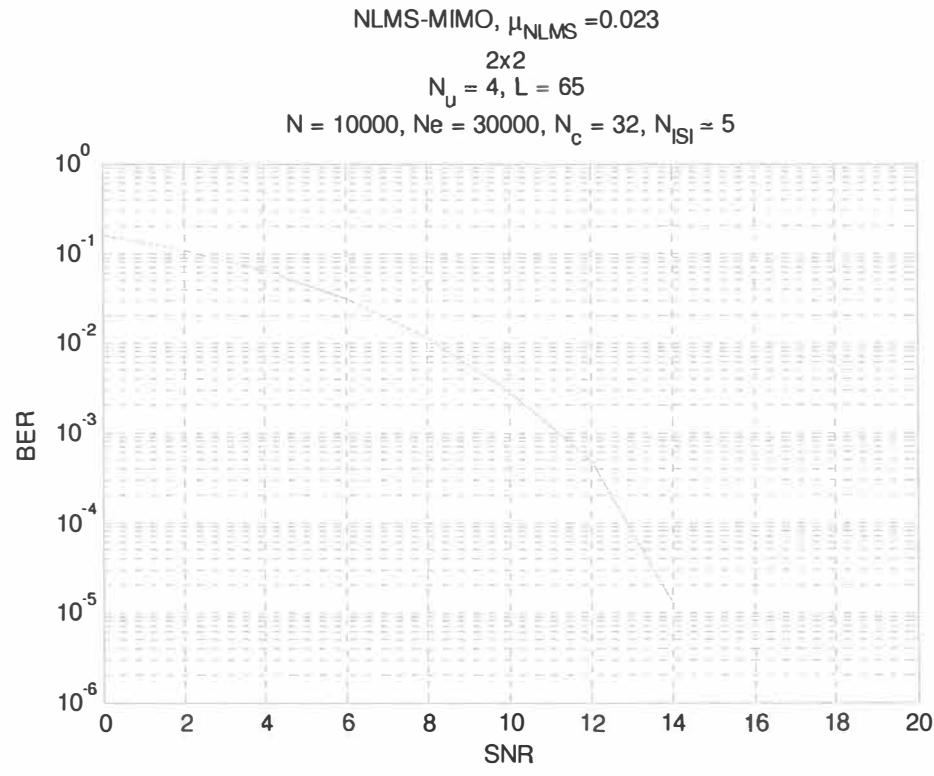
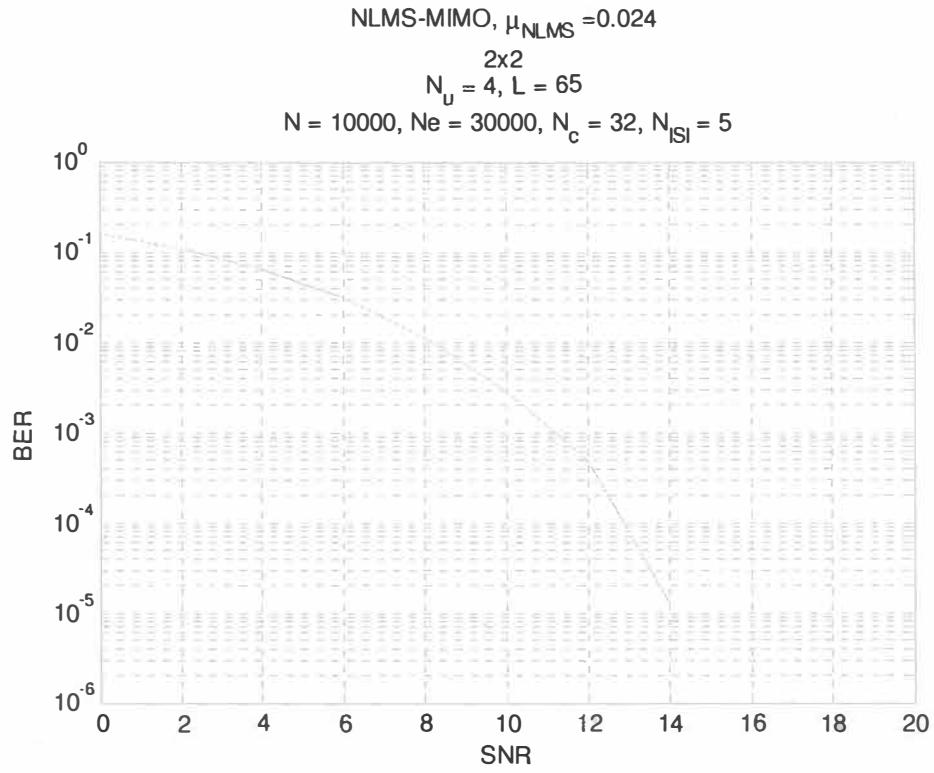


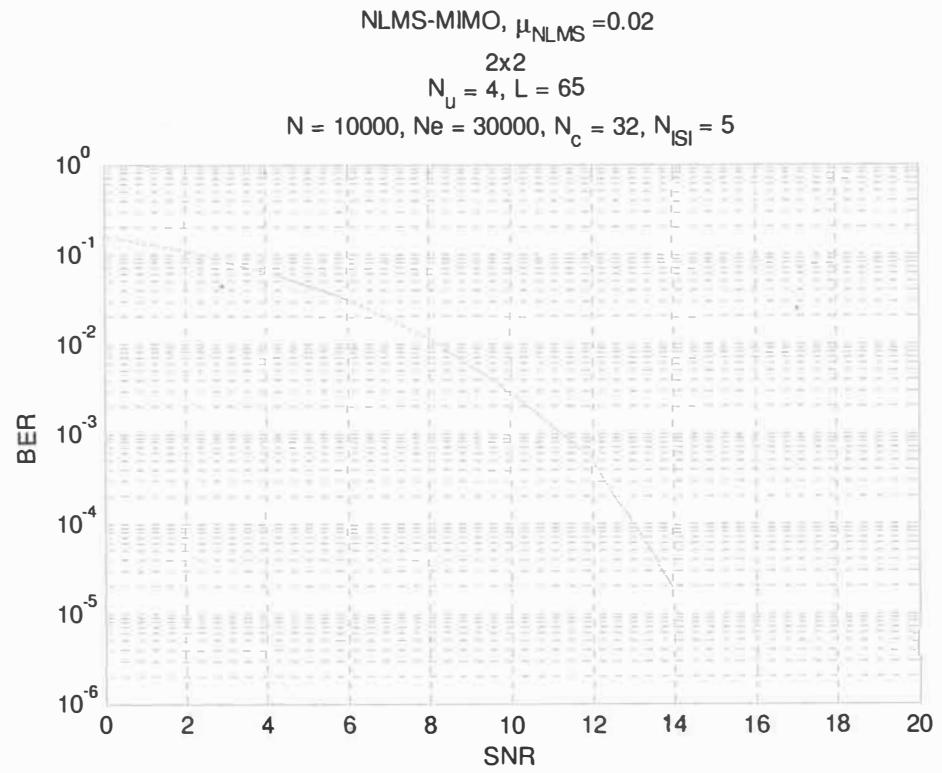
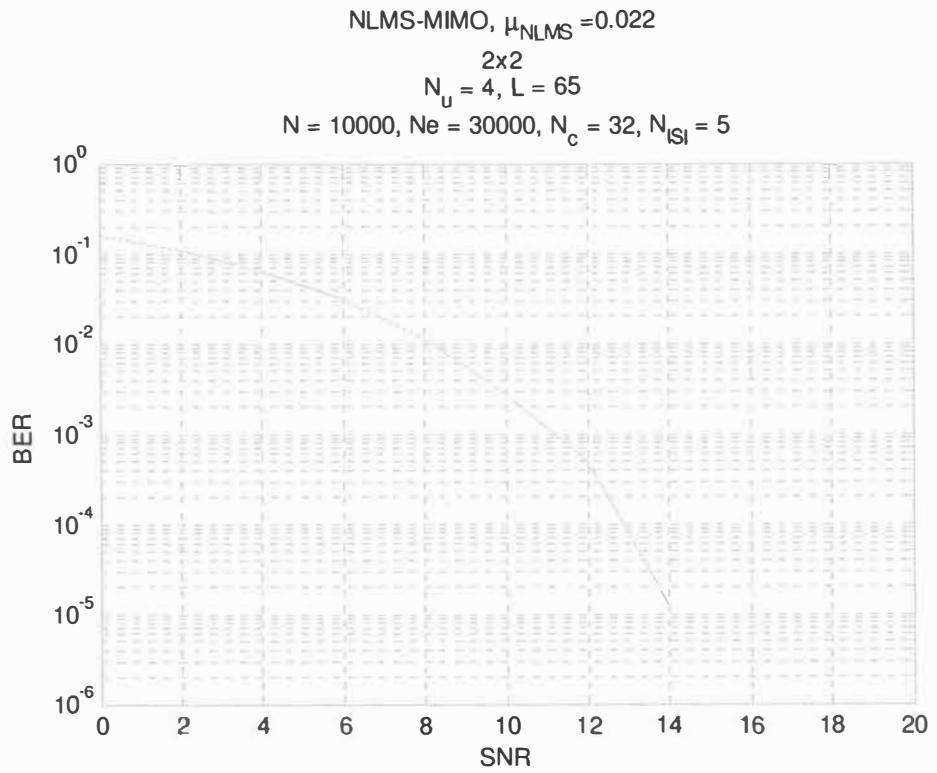


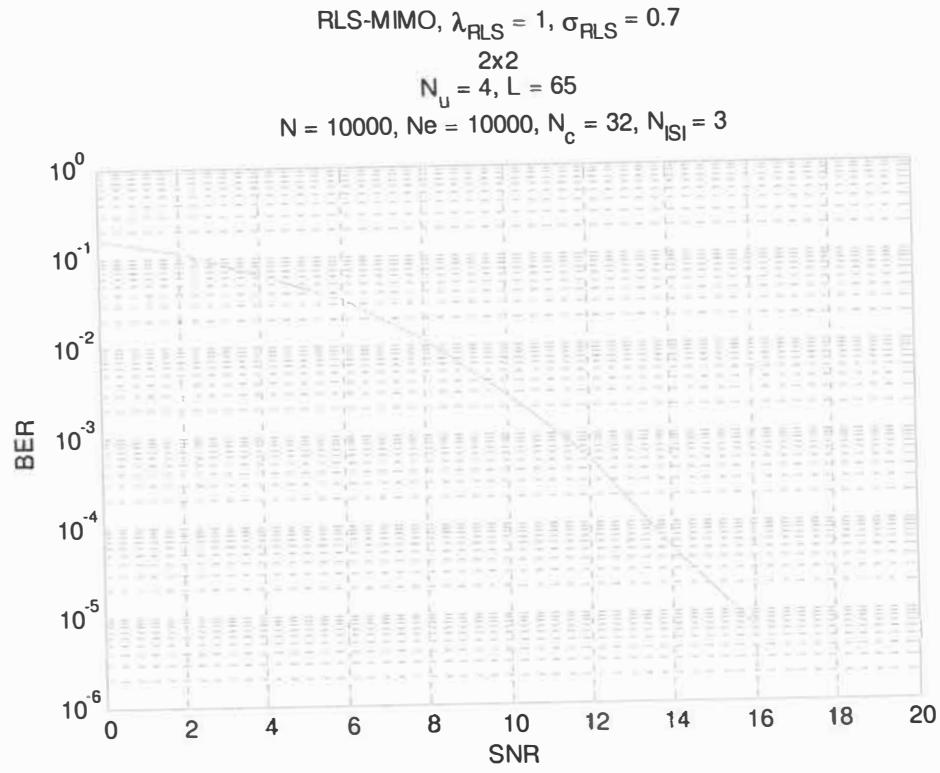
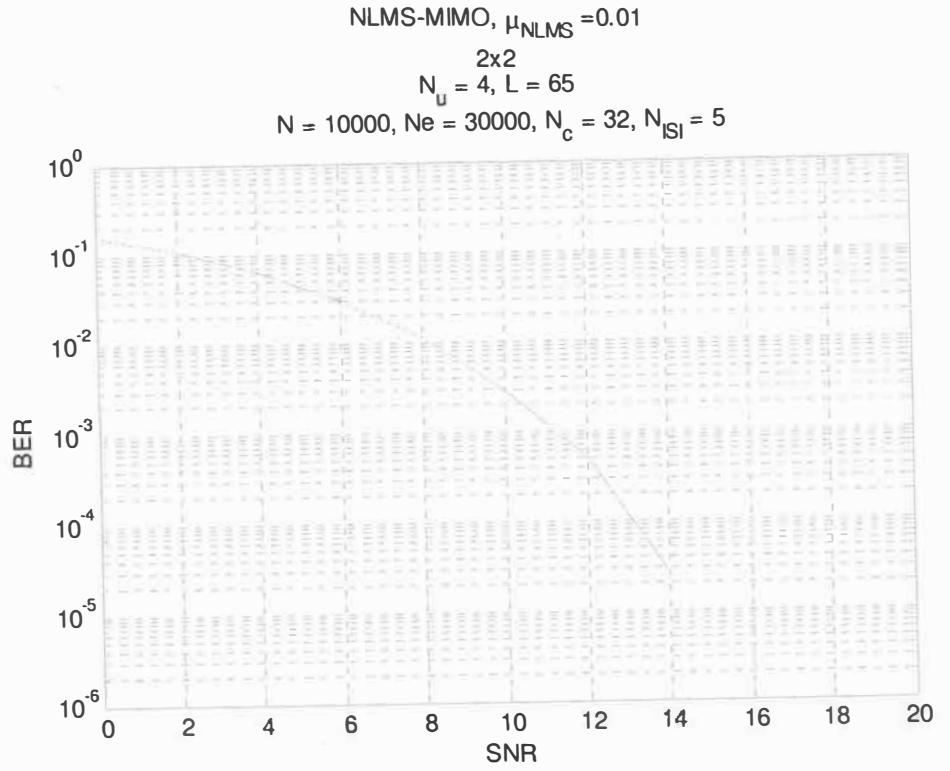


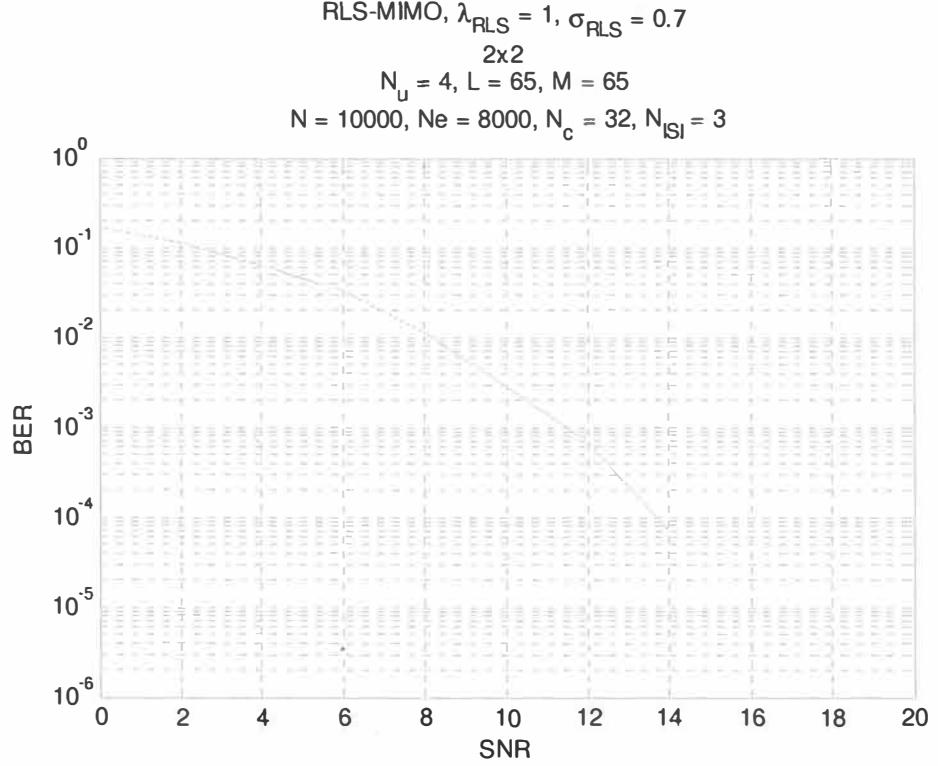
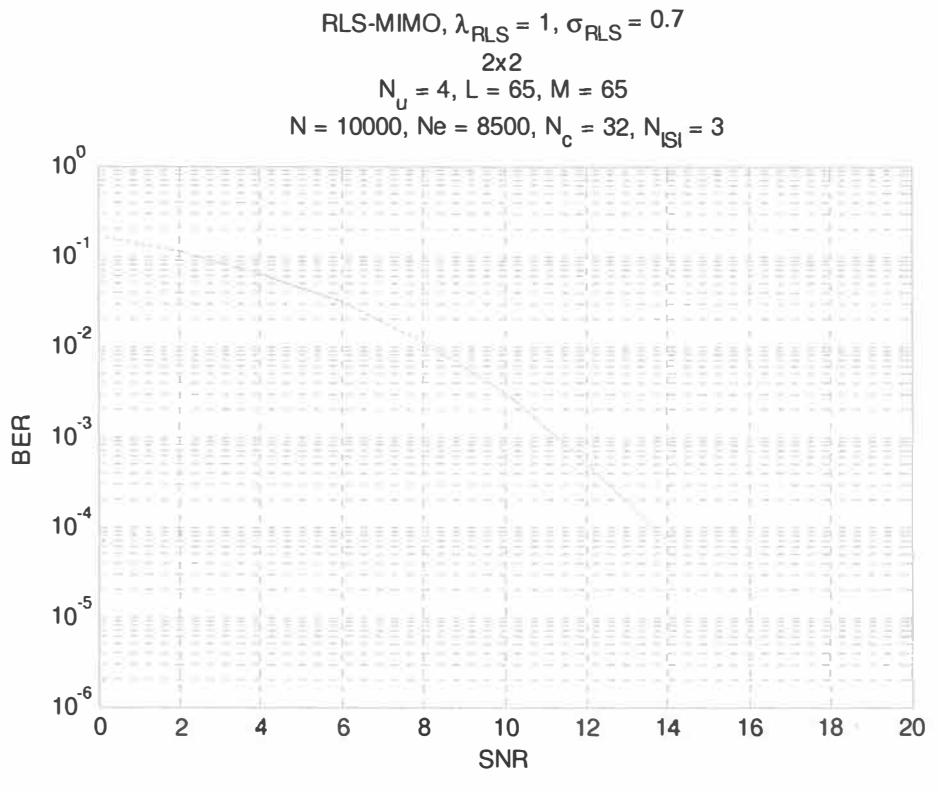


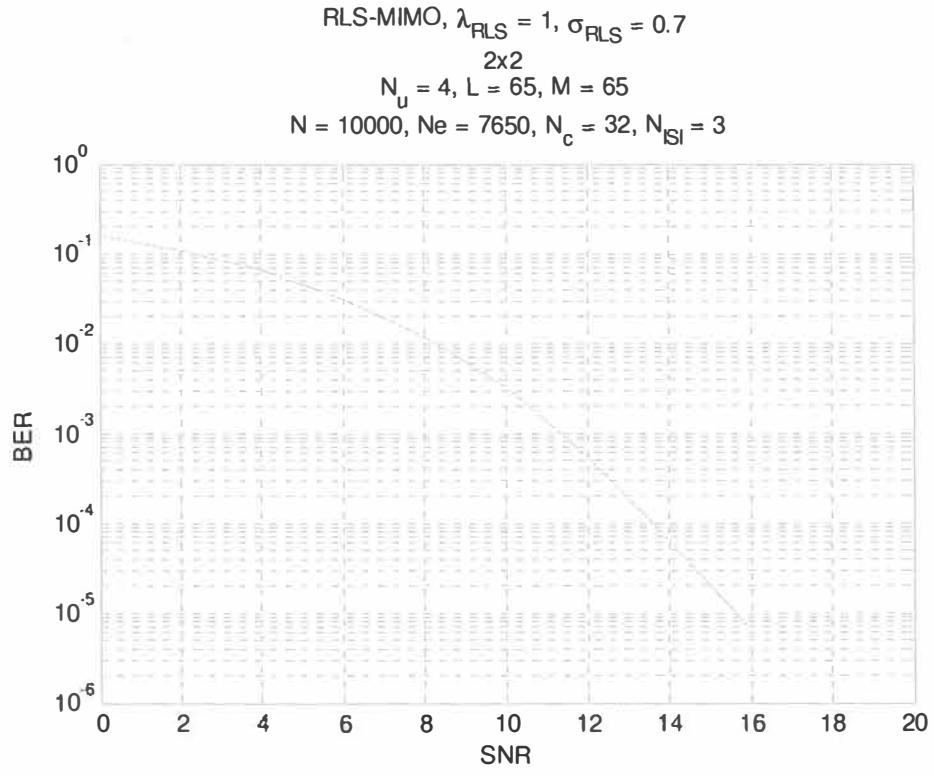
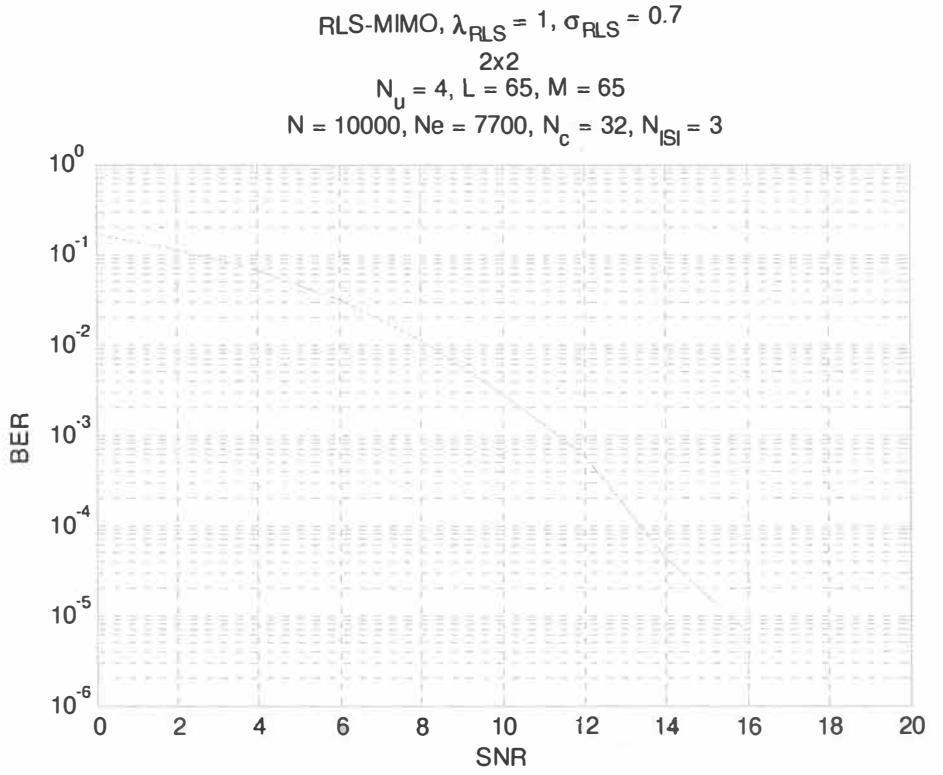


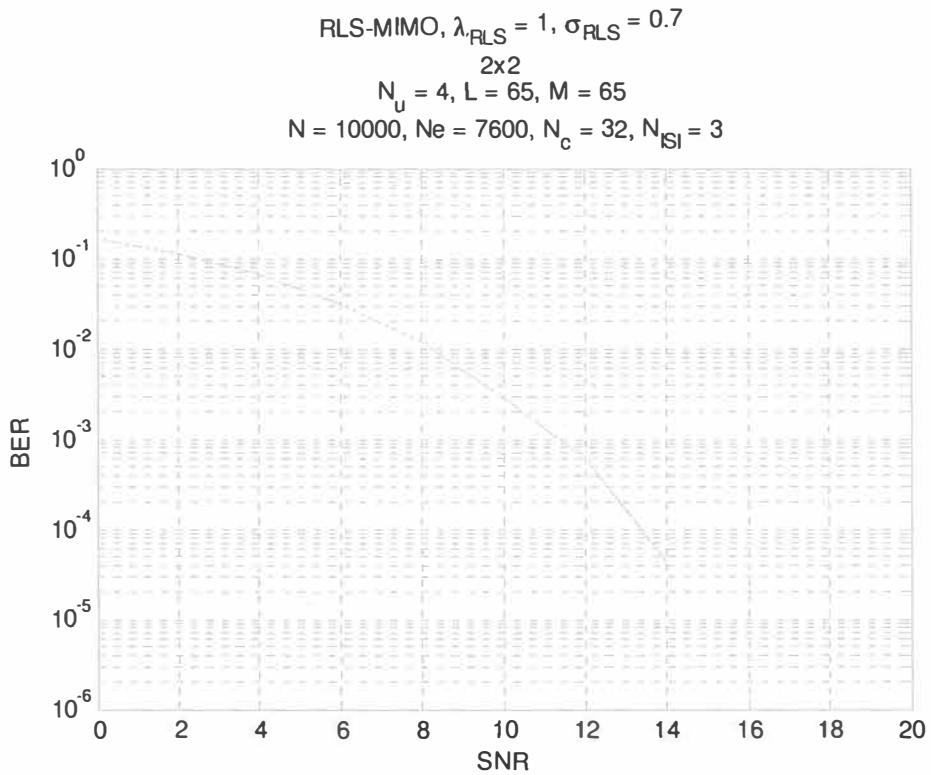




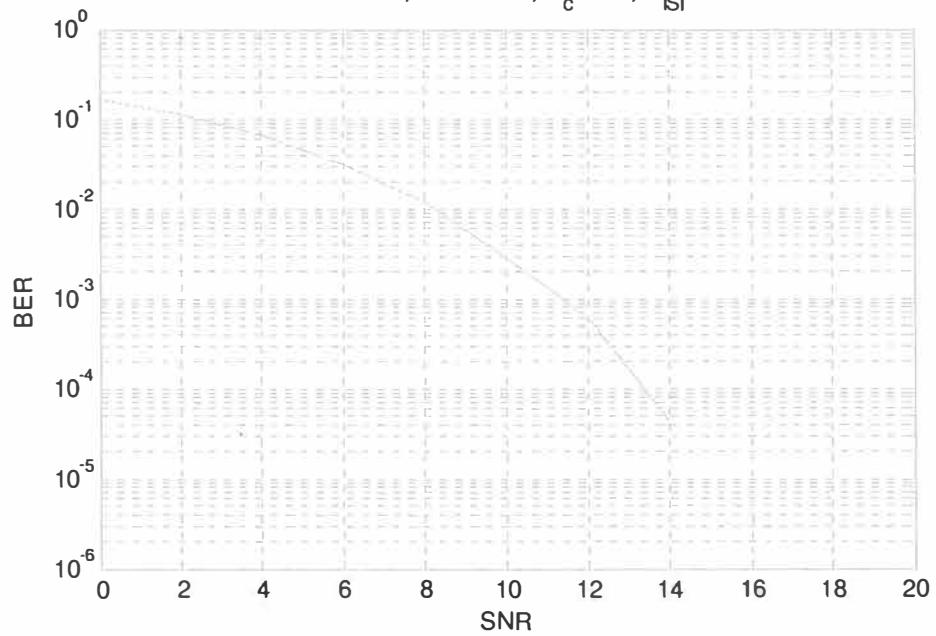


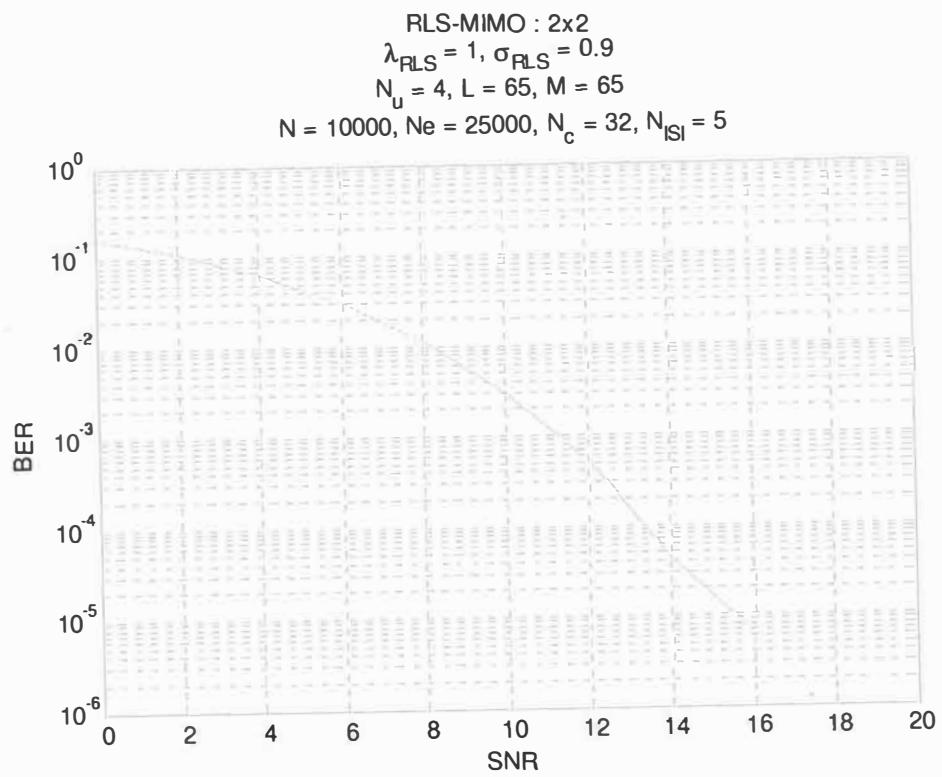
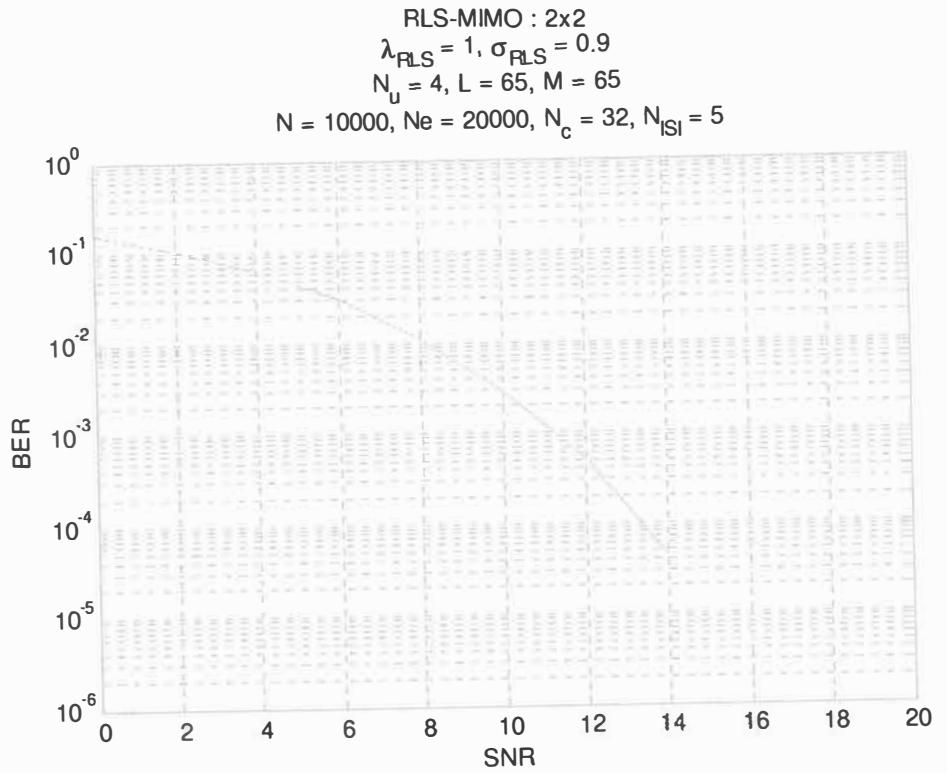


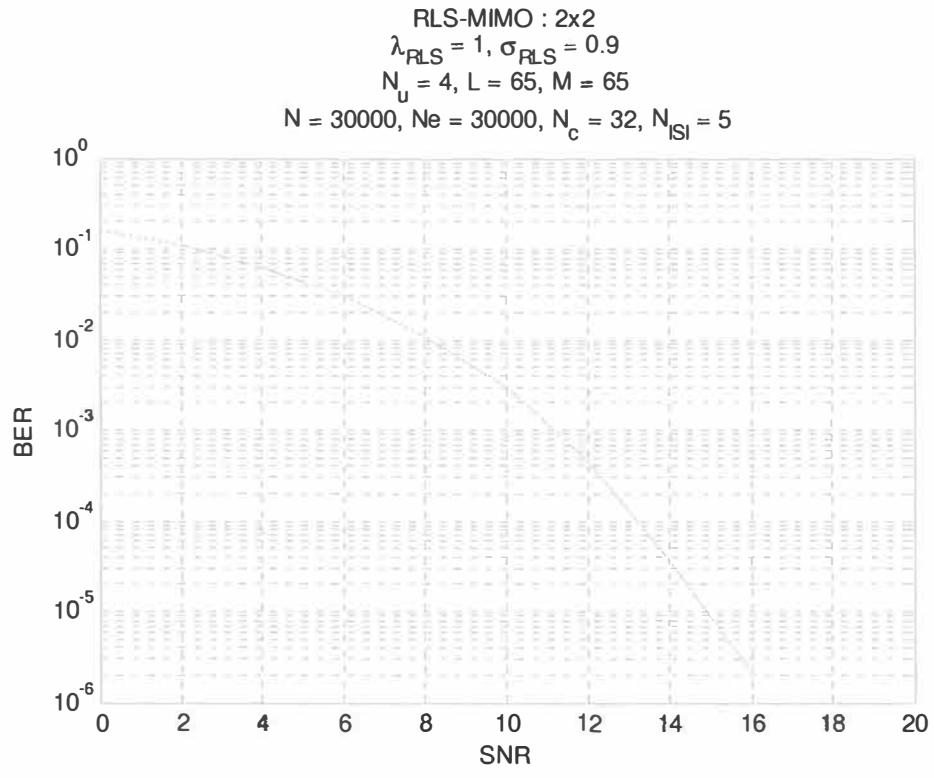
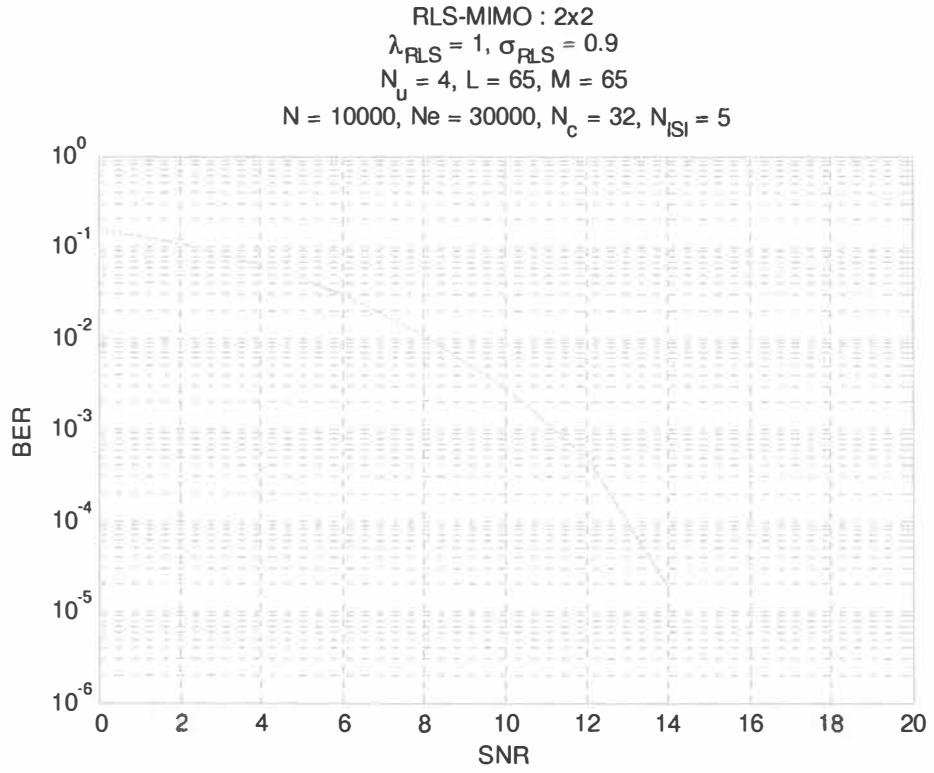


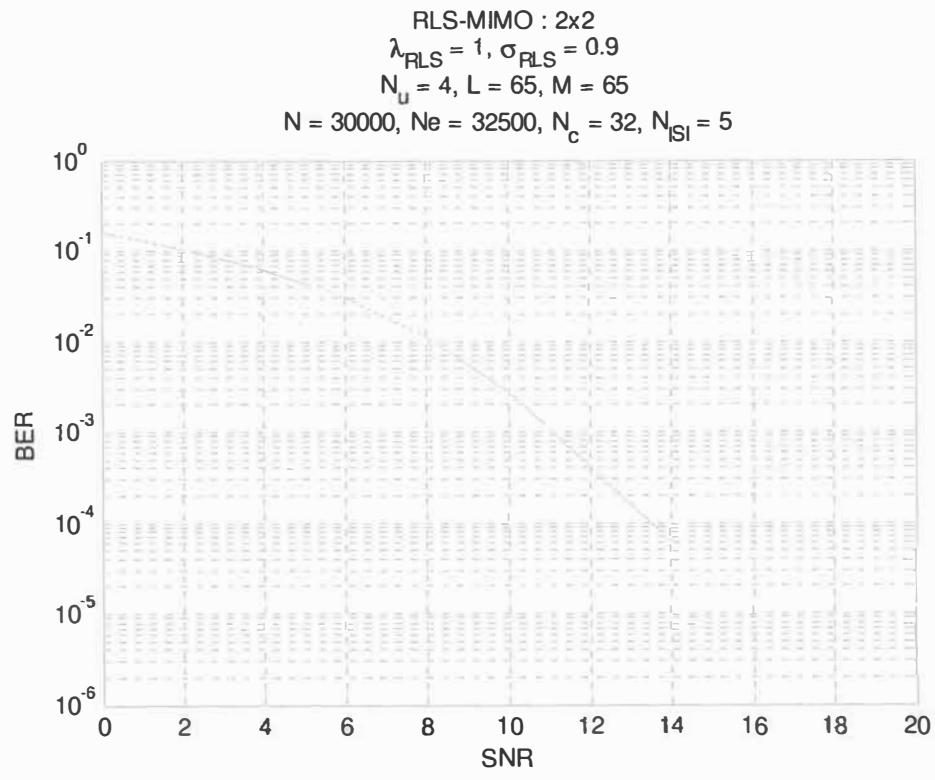
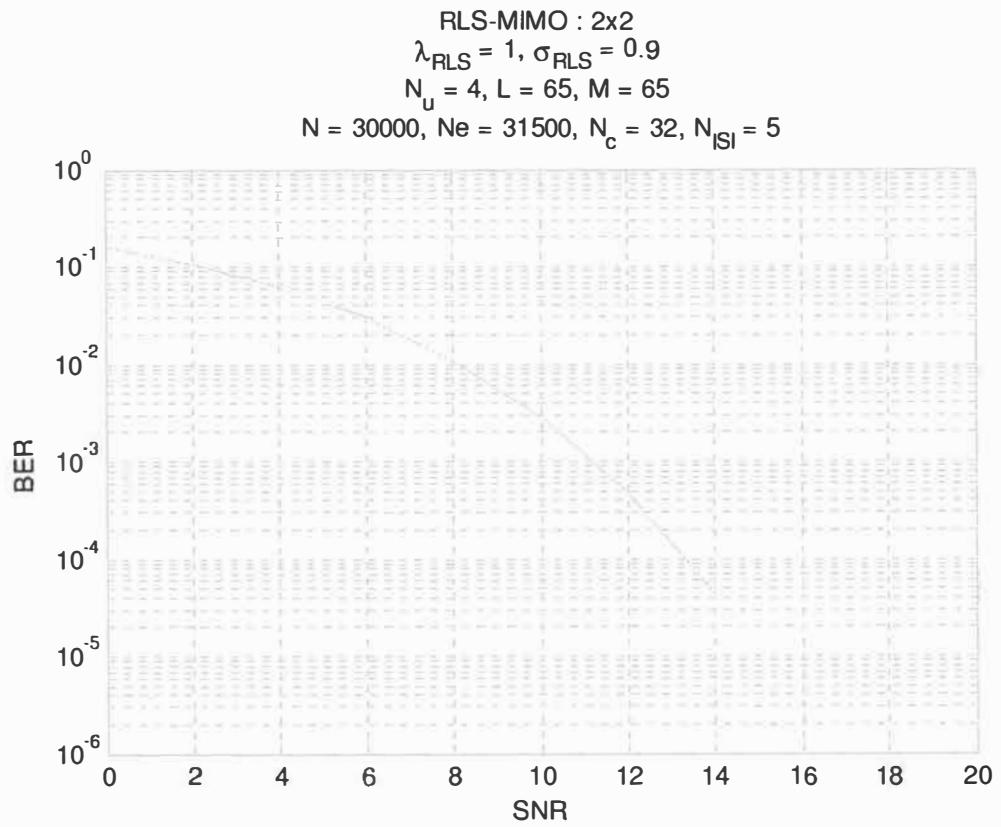


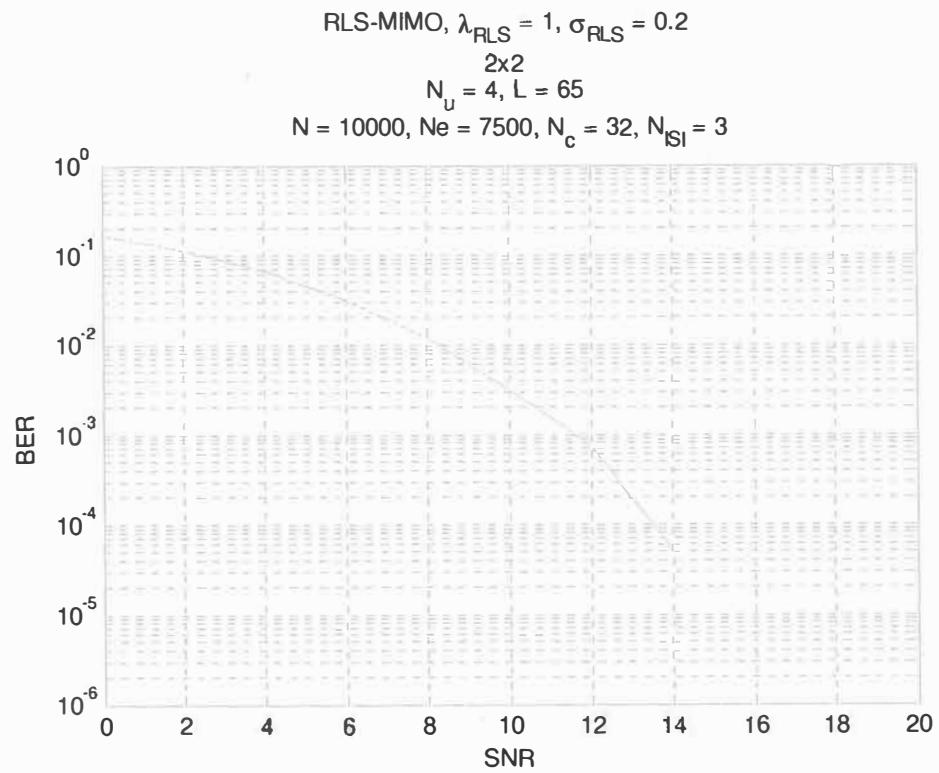
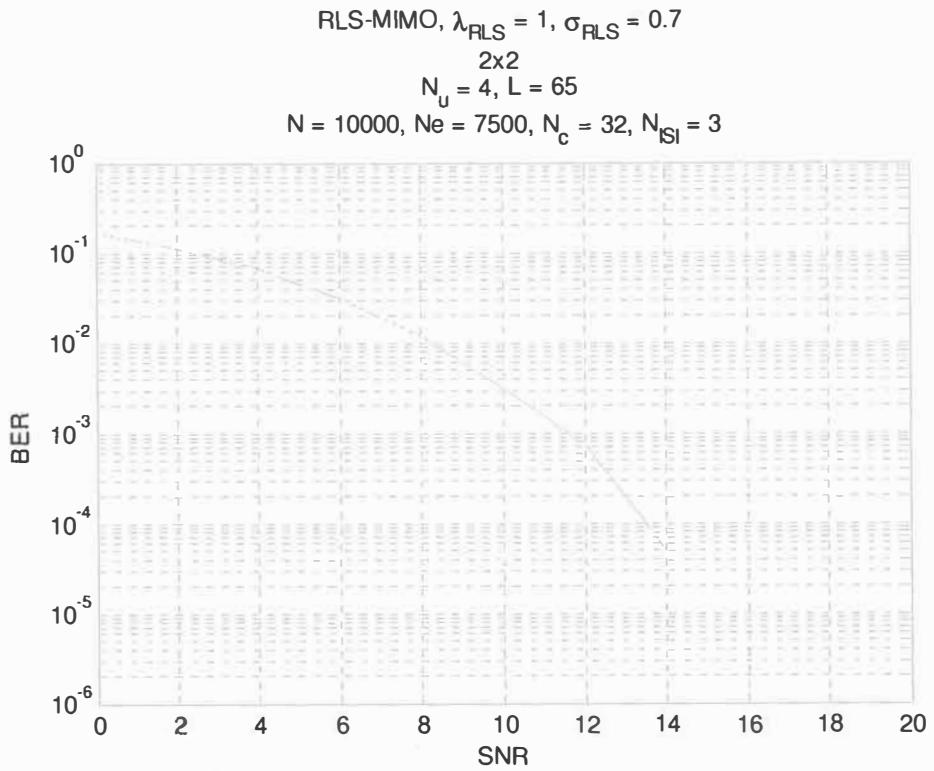
**RLS-MIMO,  $\lambda_{\text{RLS}} = 1, \sigma_{\text{RLS}} = 0.9$**   
**2x2**  
 **$N_u = 4, L = 65, M = 65$**   
 **$N = 10000, Ne = 7600, N_c = 32, N_{\text{ISI}} = 3$**

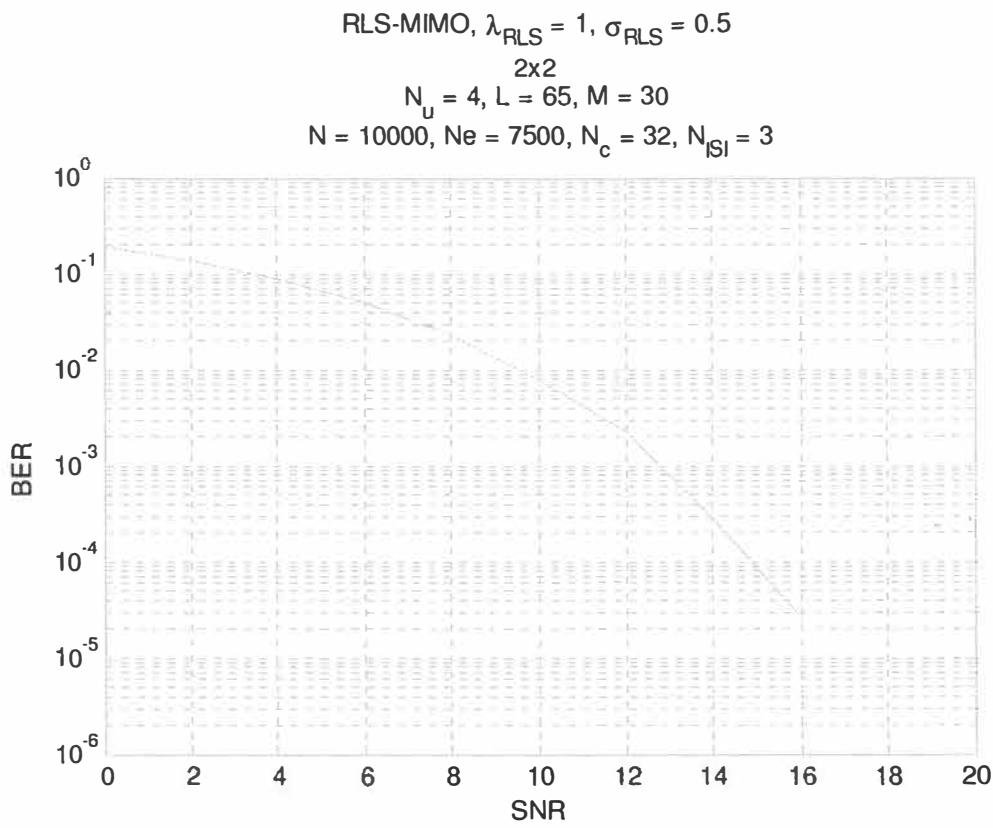
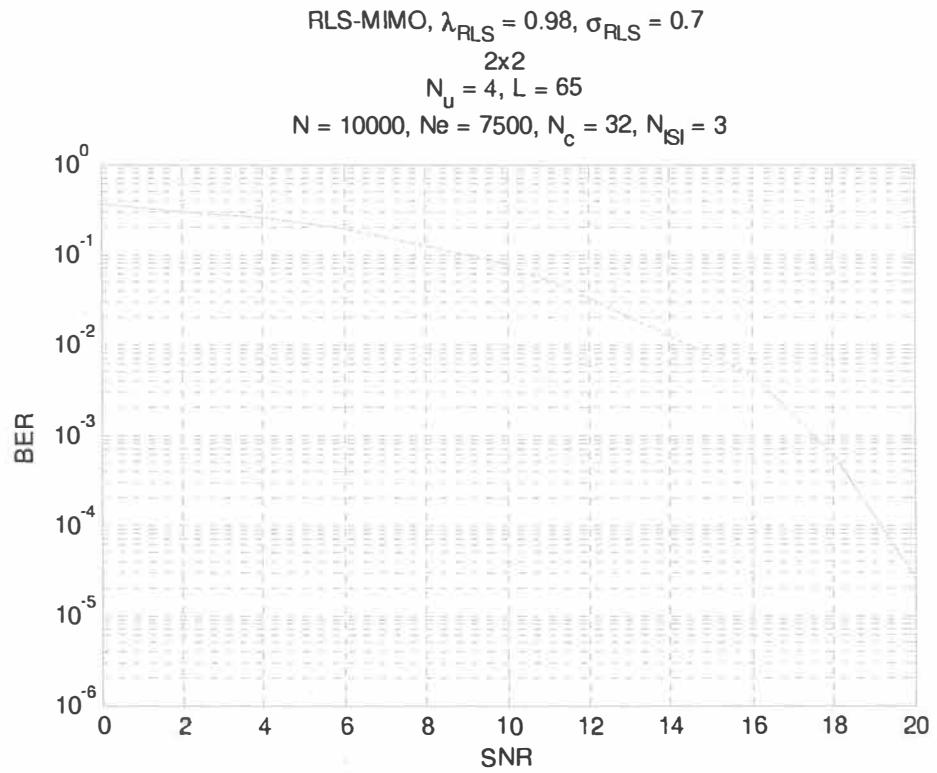


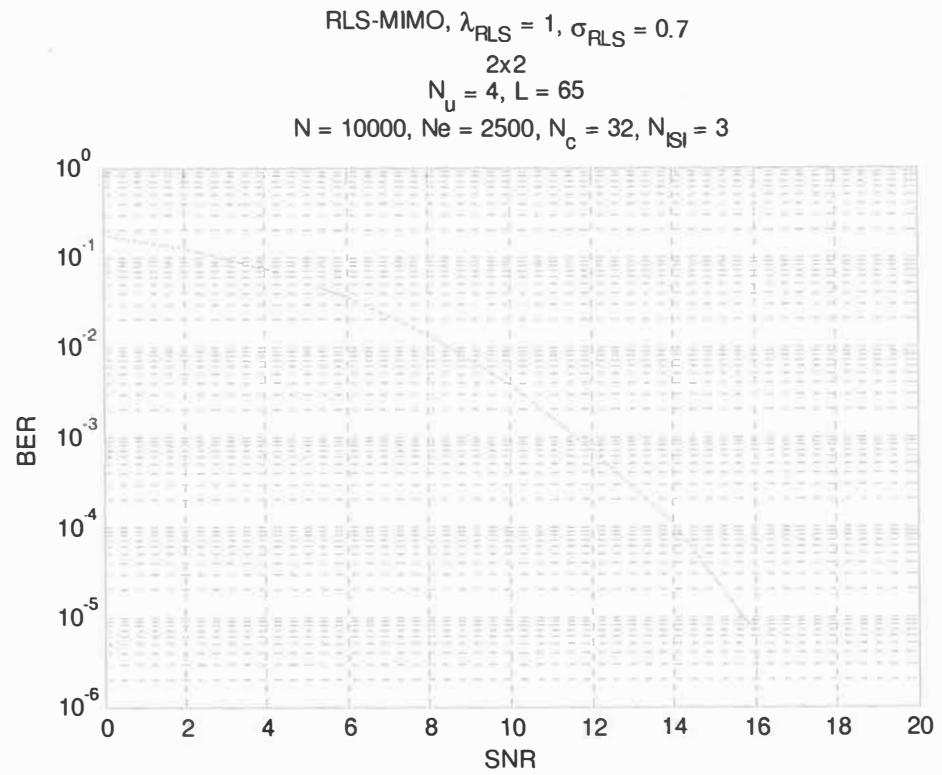
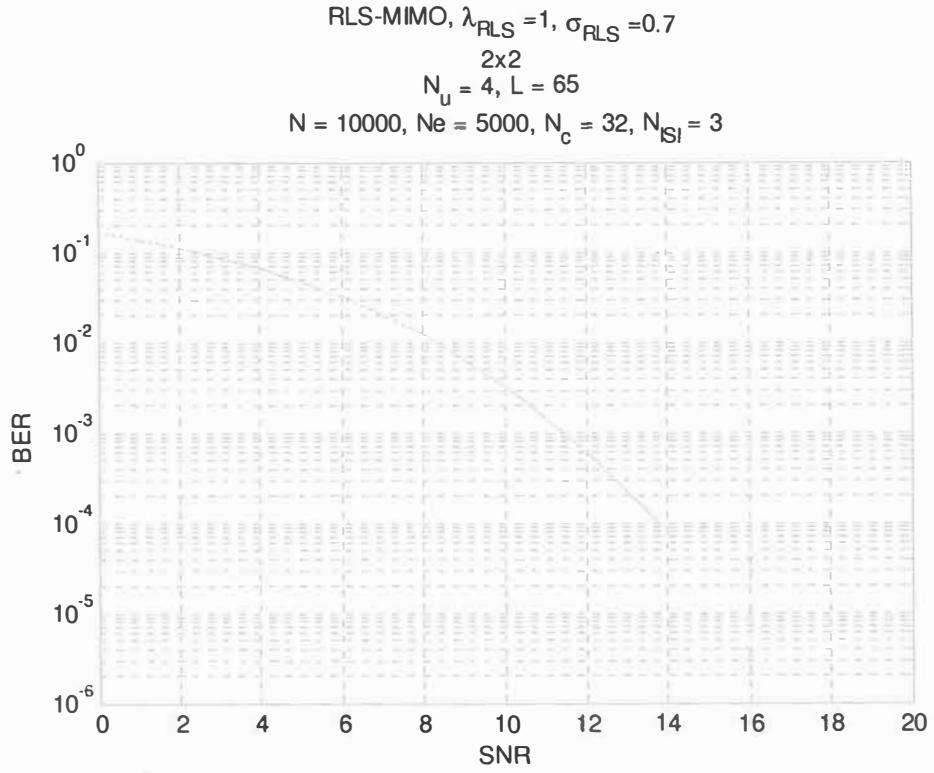


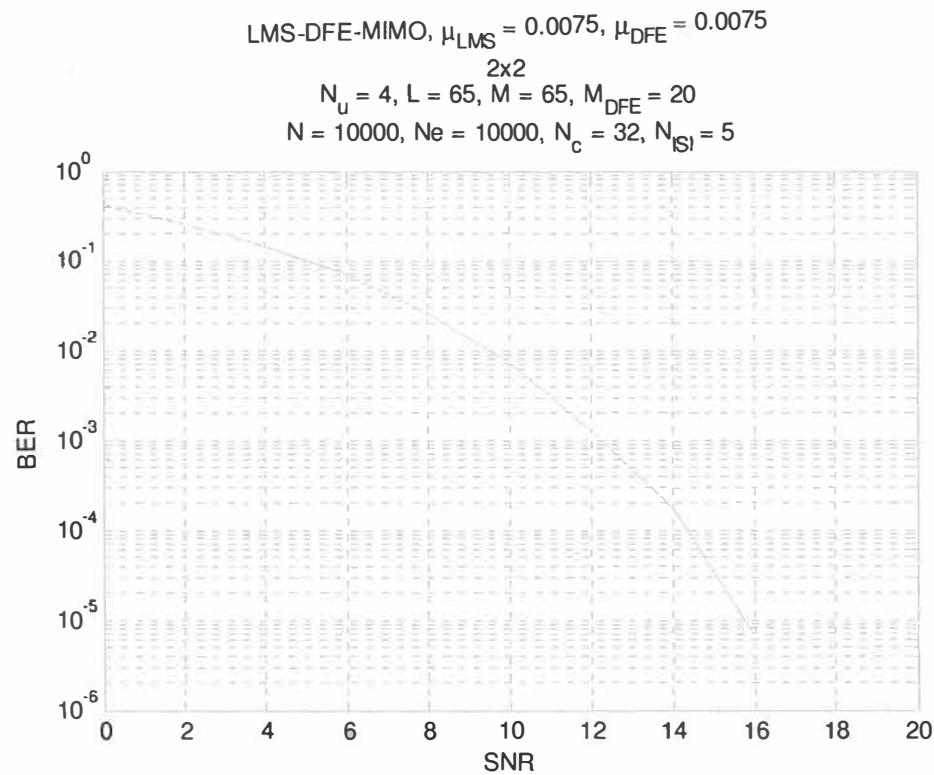
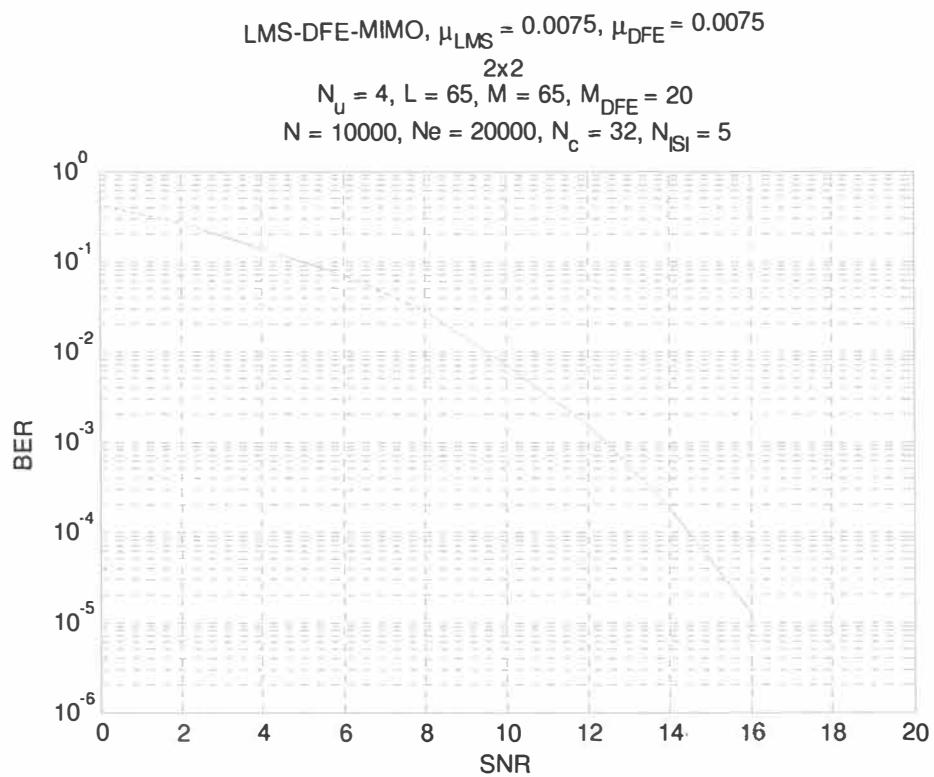


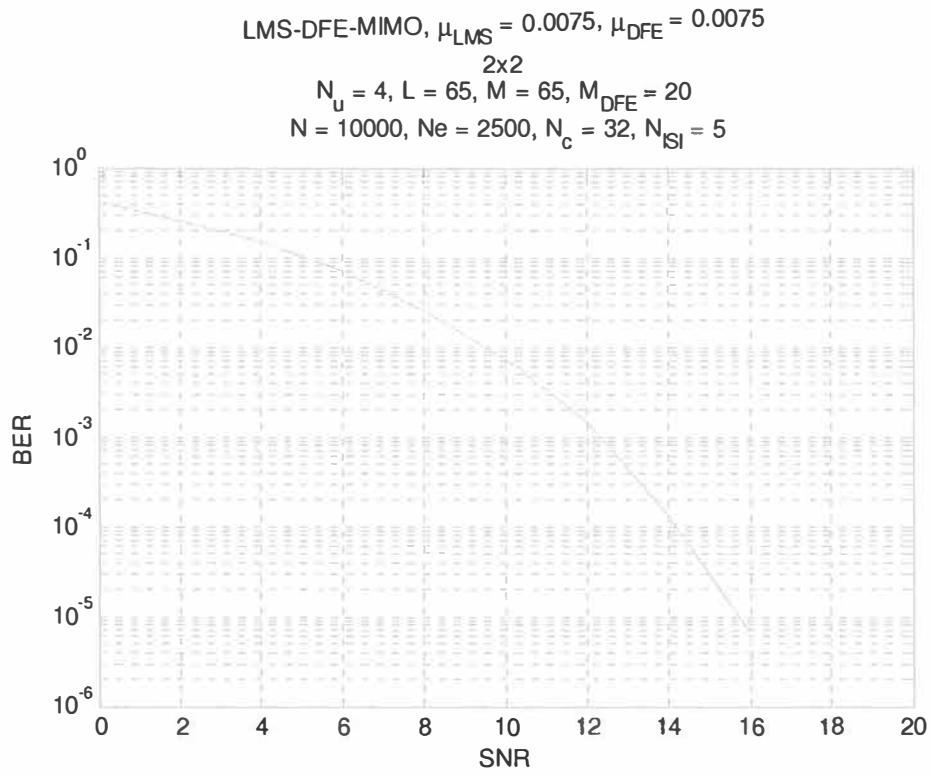
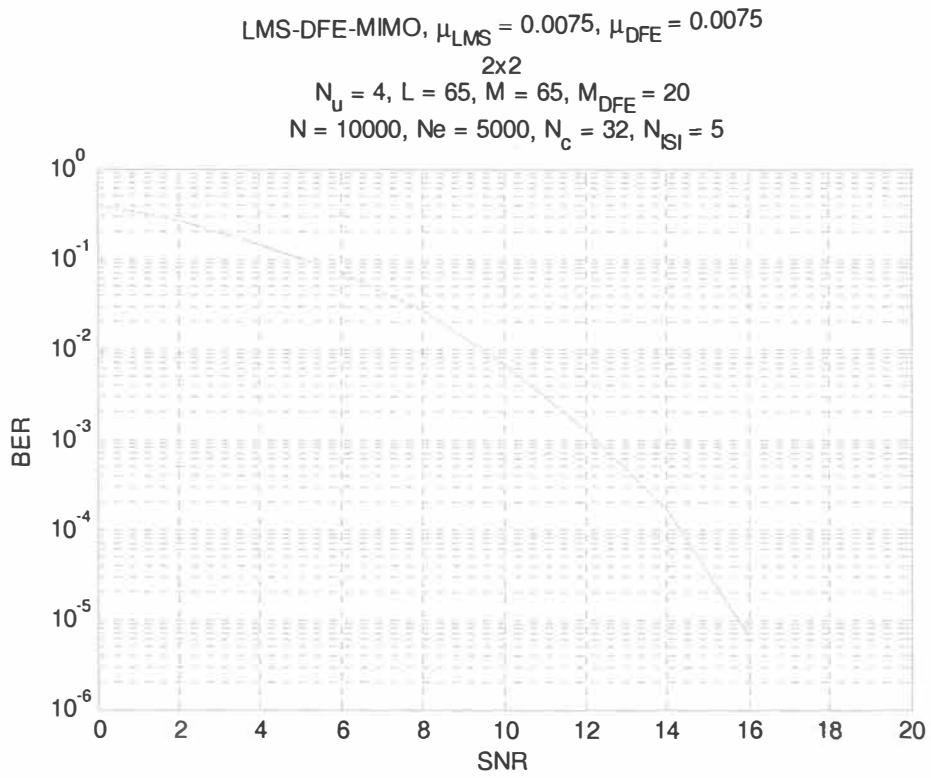


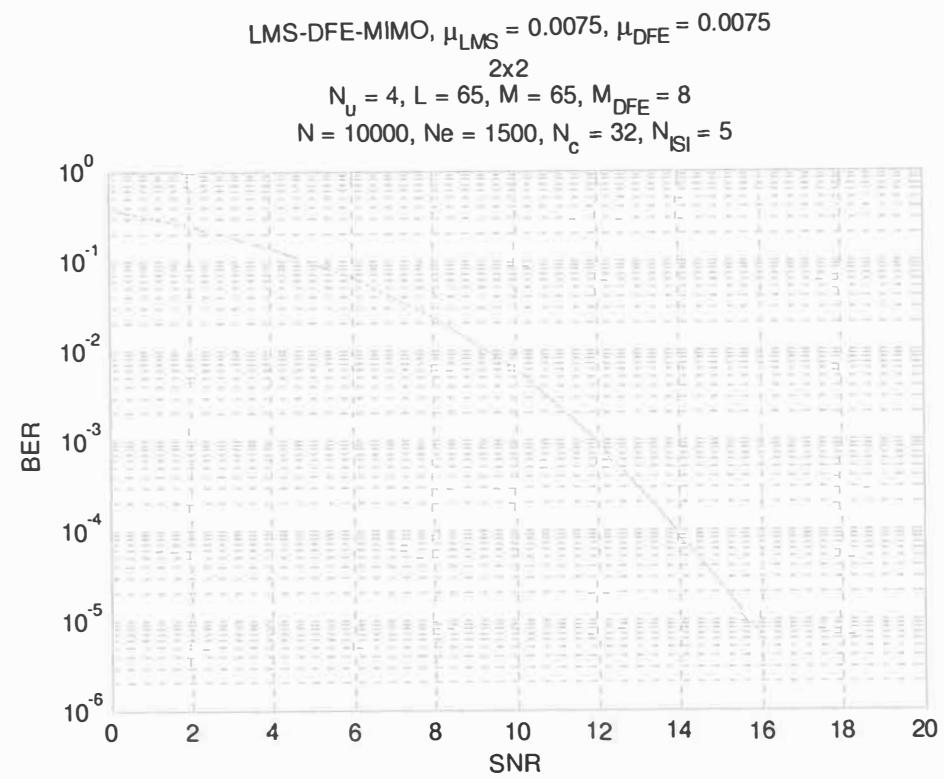
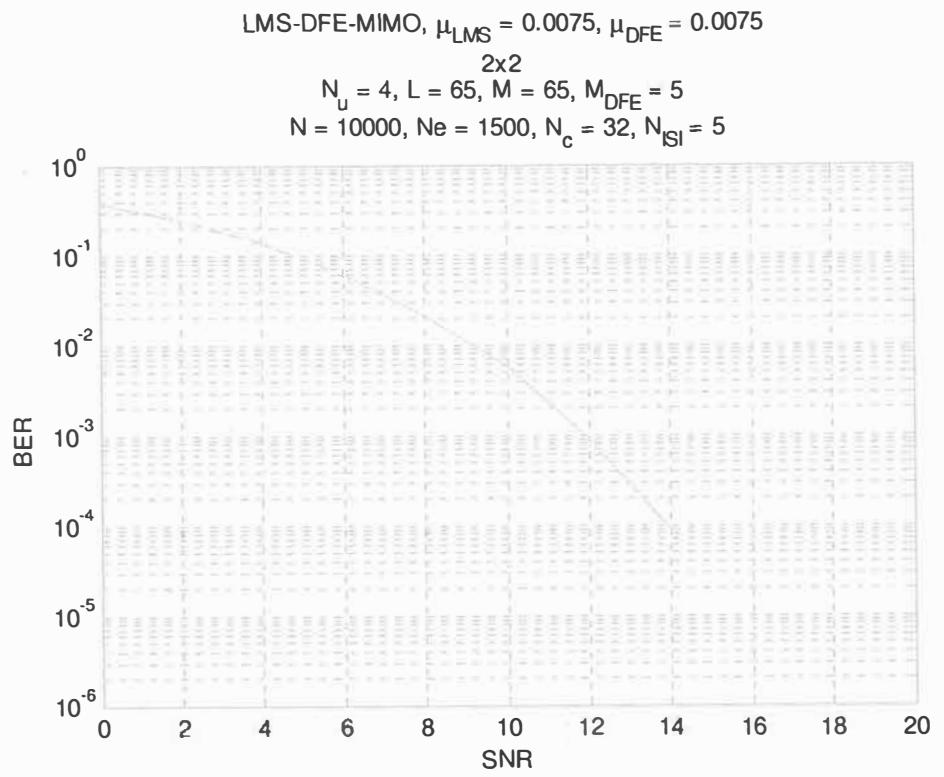


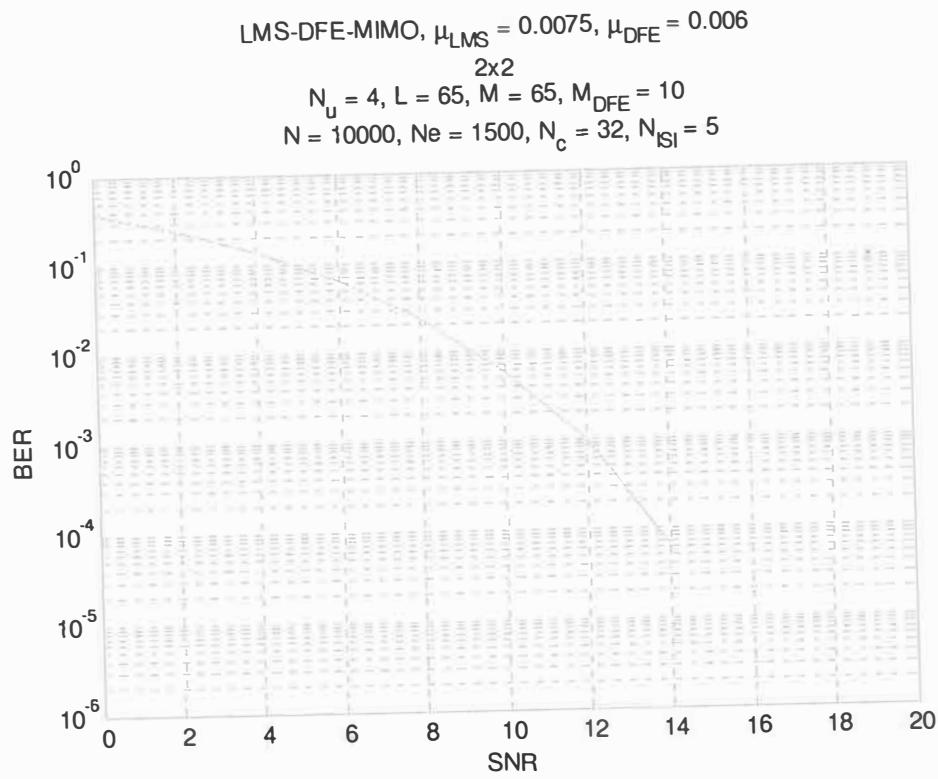
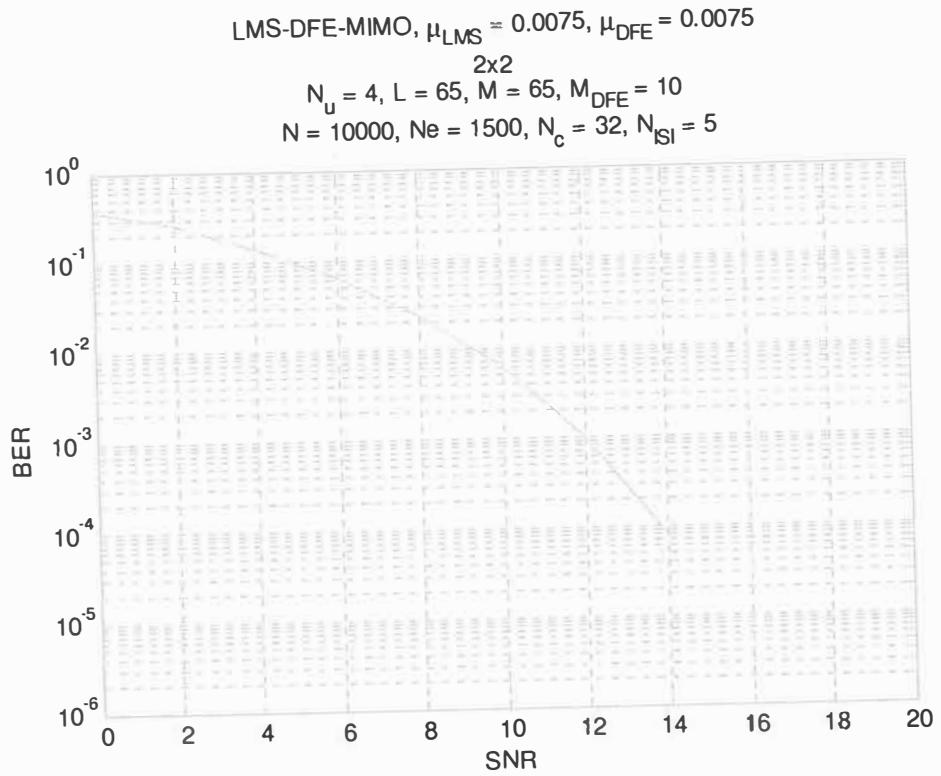


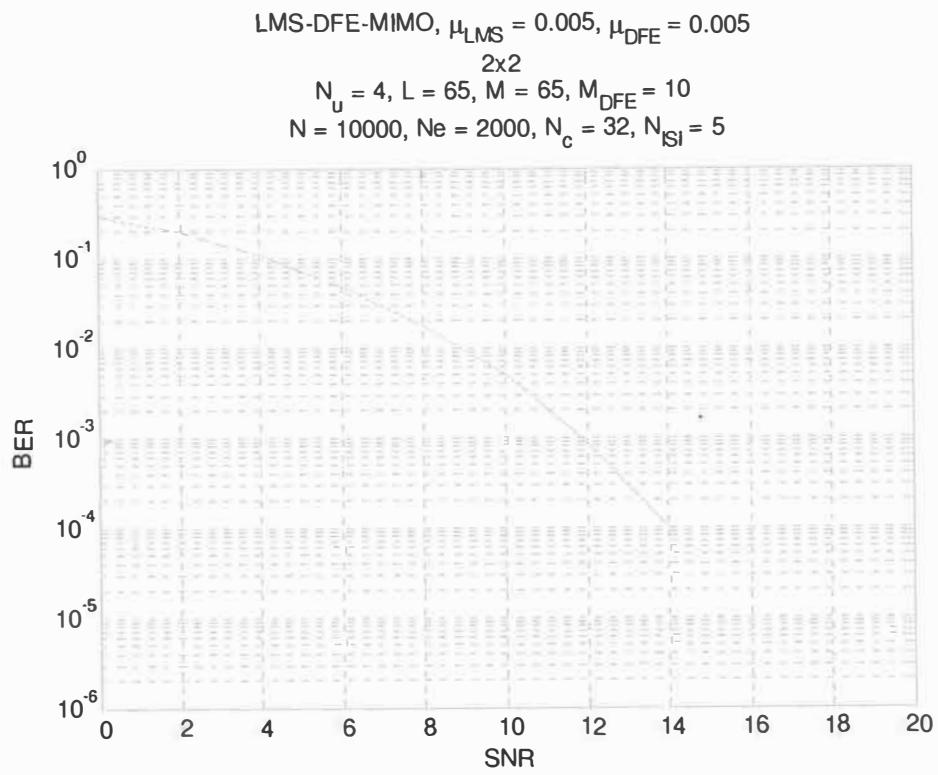
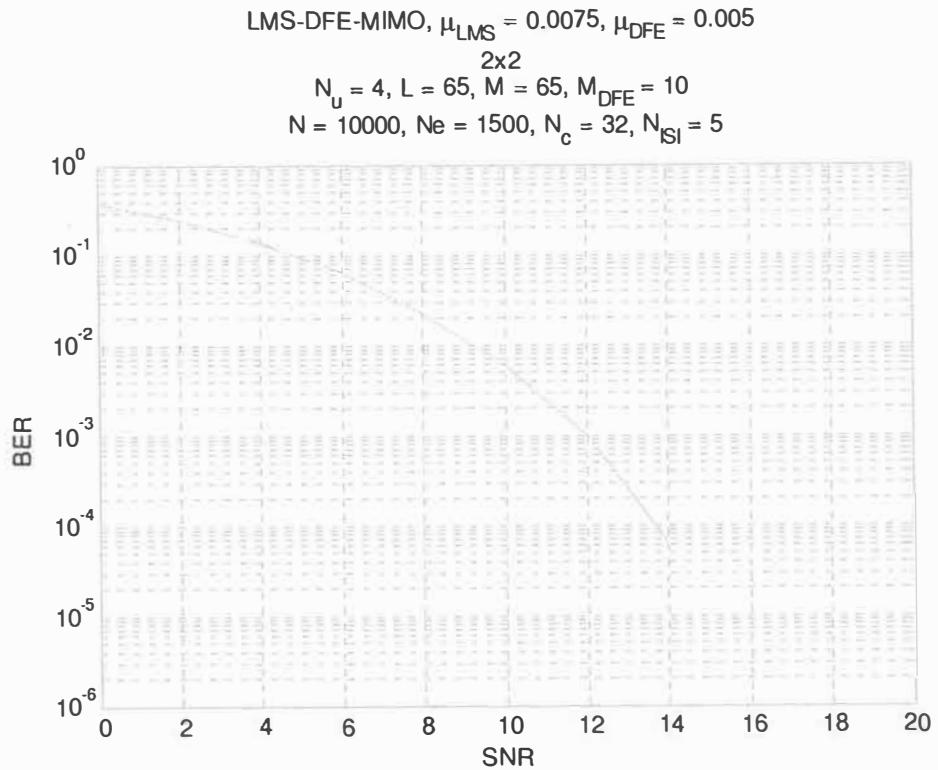


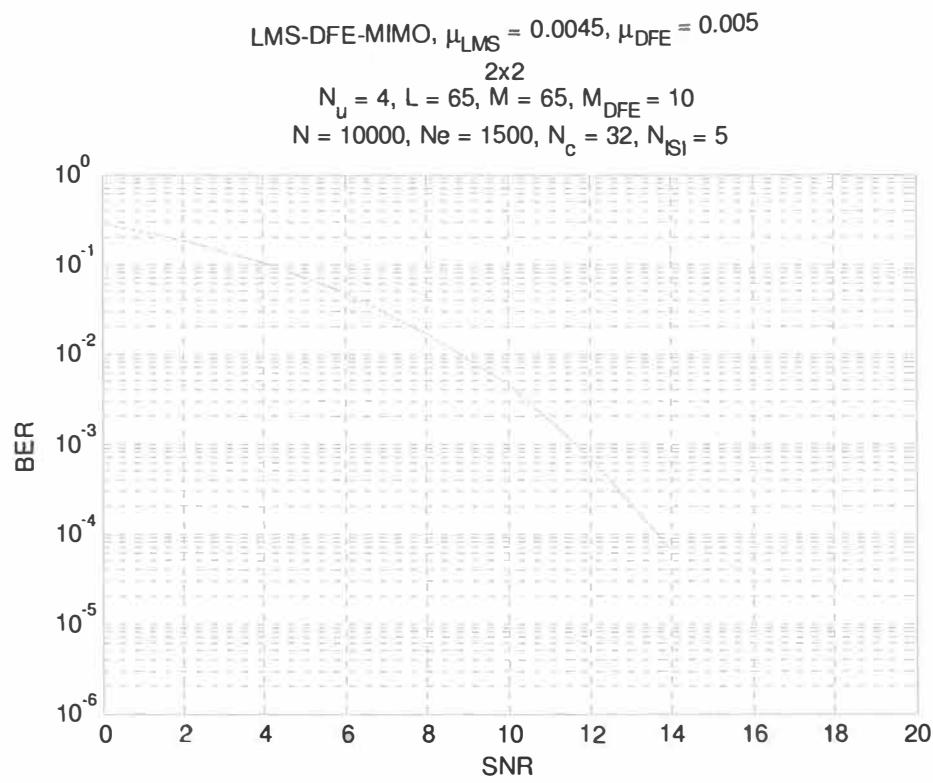
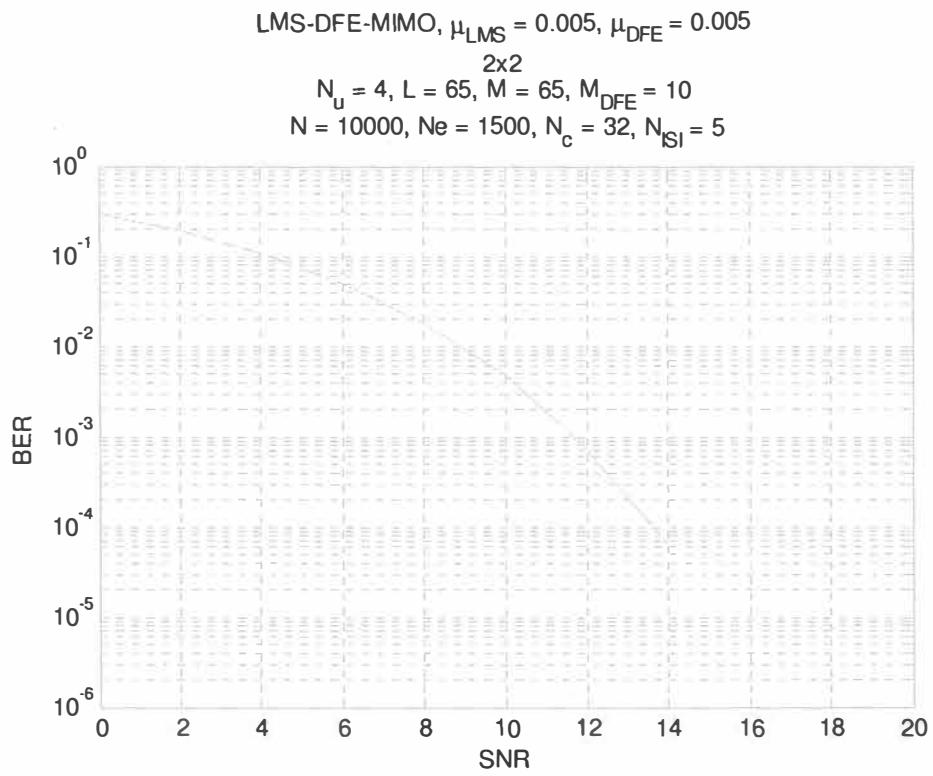


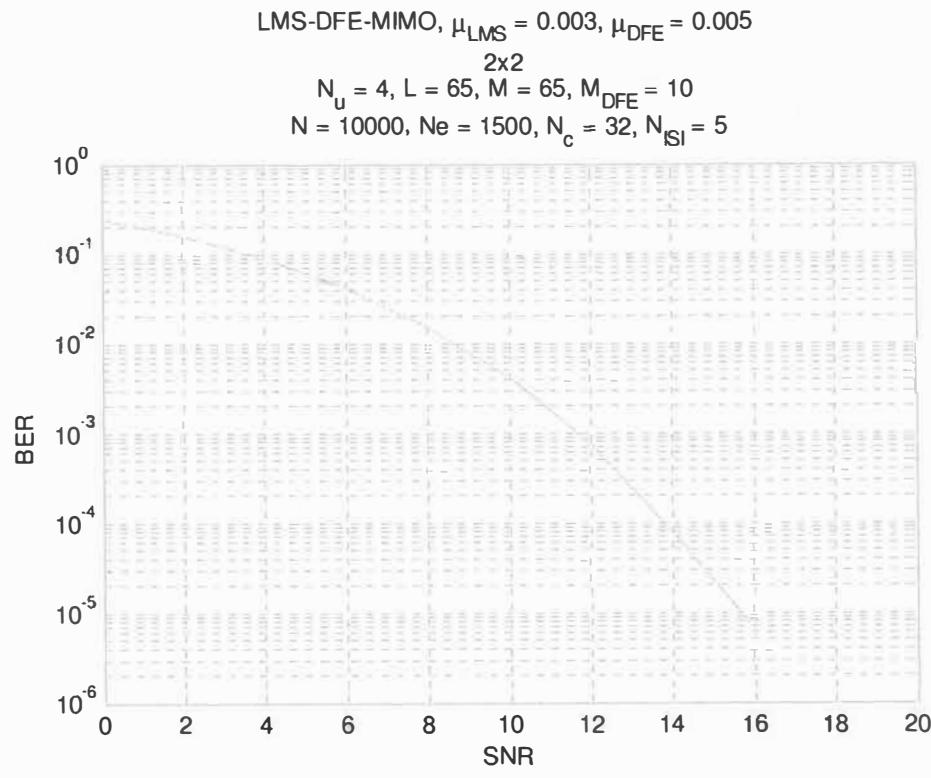
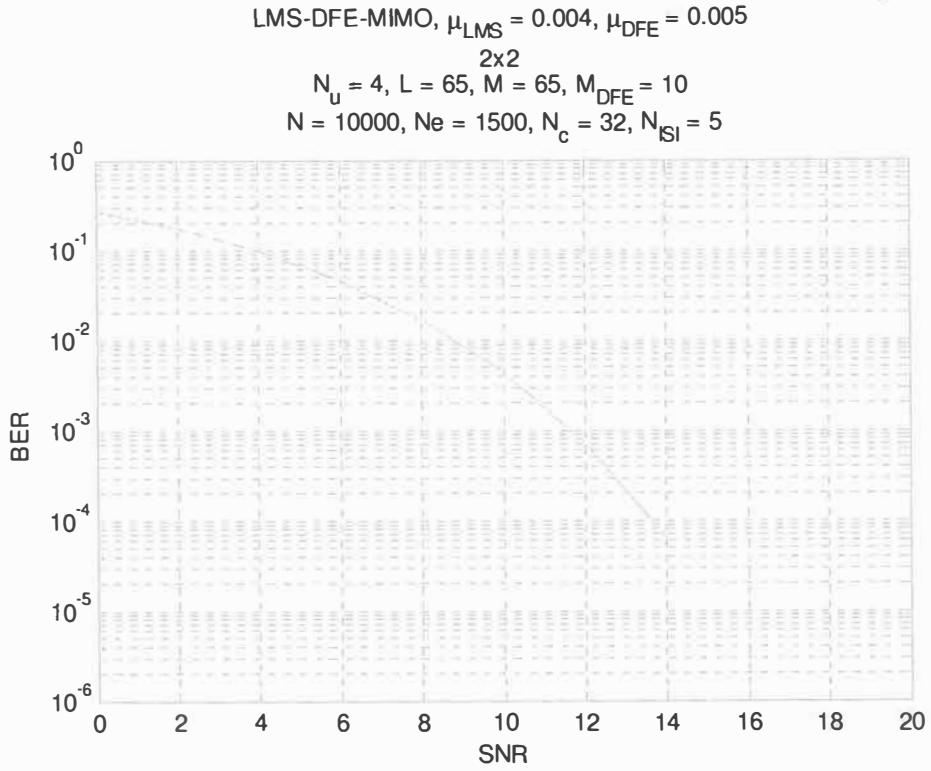


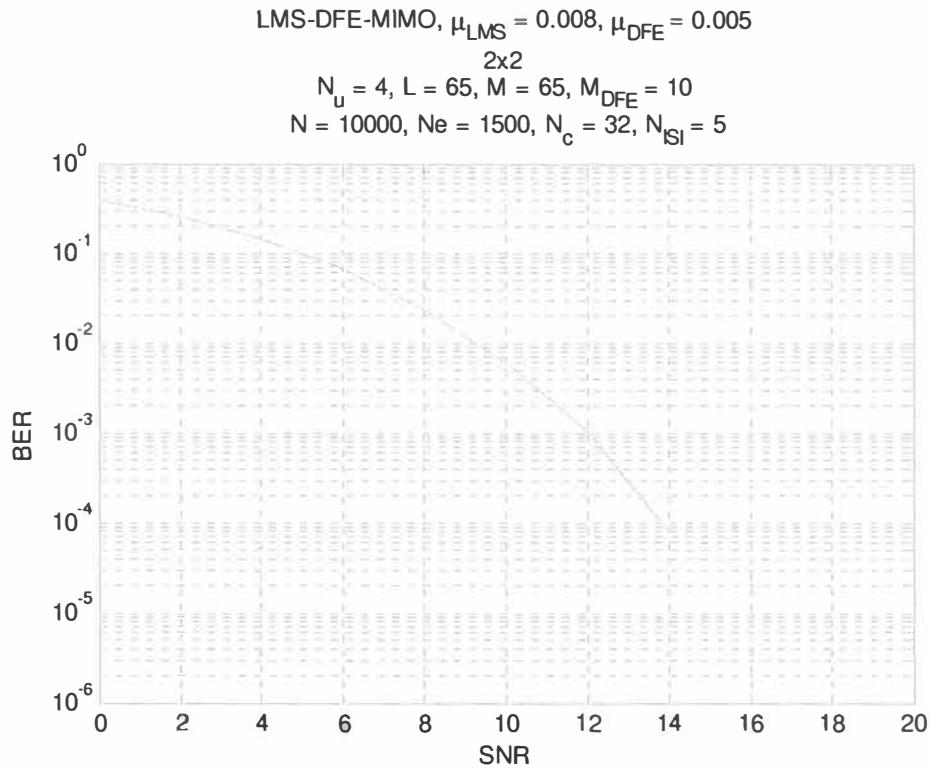
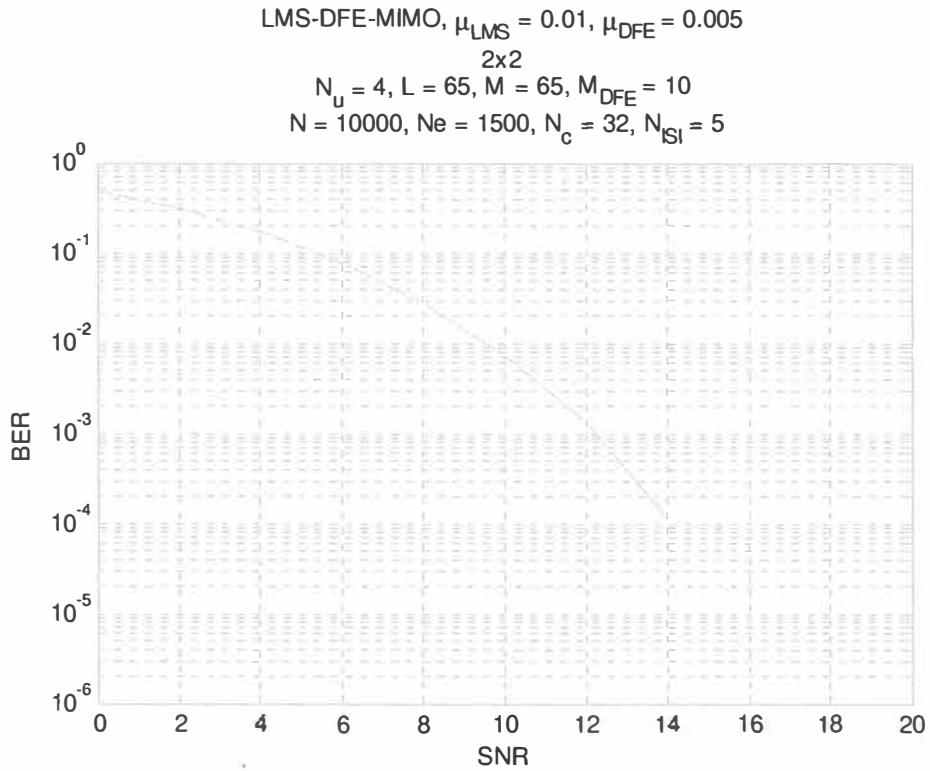








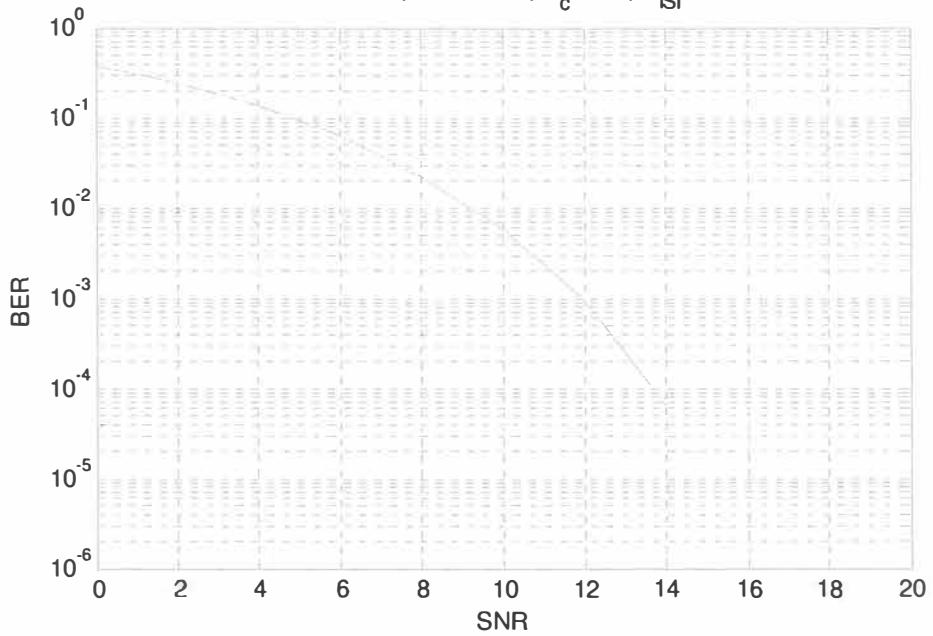




LMS-DFE-MIMO,  $\mu_{\text{LMS}} = 0.0075$ ,  $\mu_{\text{DFE}} = 0.0045$

2x2

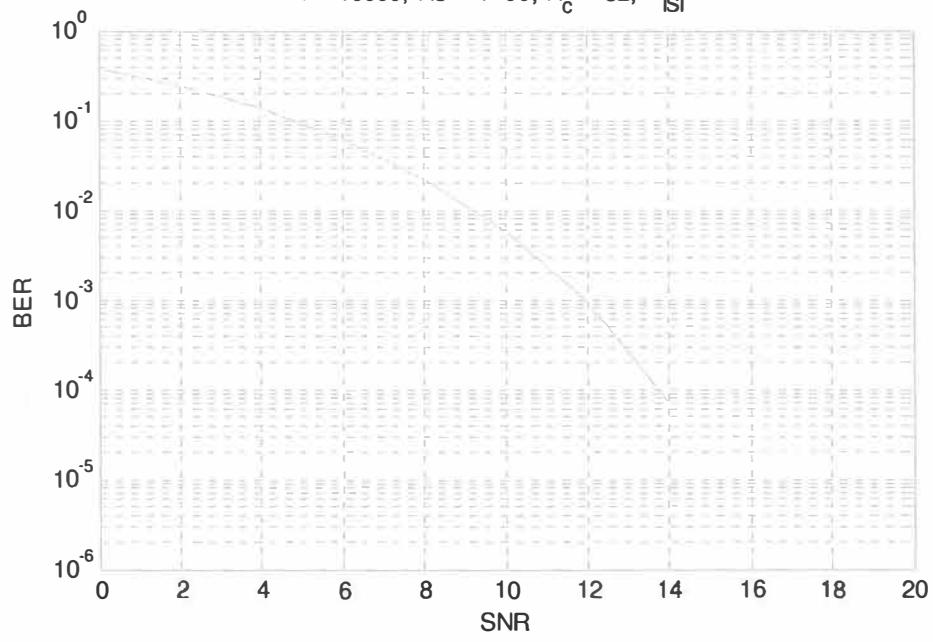
$N_u = 4$ ,  $L = 65$ ,  $M = 65$ ,  $M_{\text{DFE}} = 10$   
 $N = 10000$ ,  $N_e = 1500$ ,  $N_c = 32$ ,  $N_{\text{ISI}} = 5$

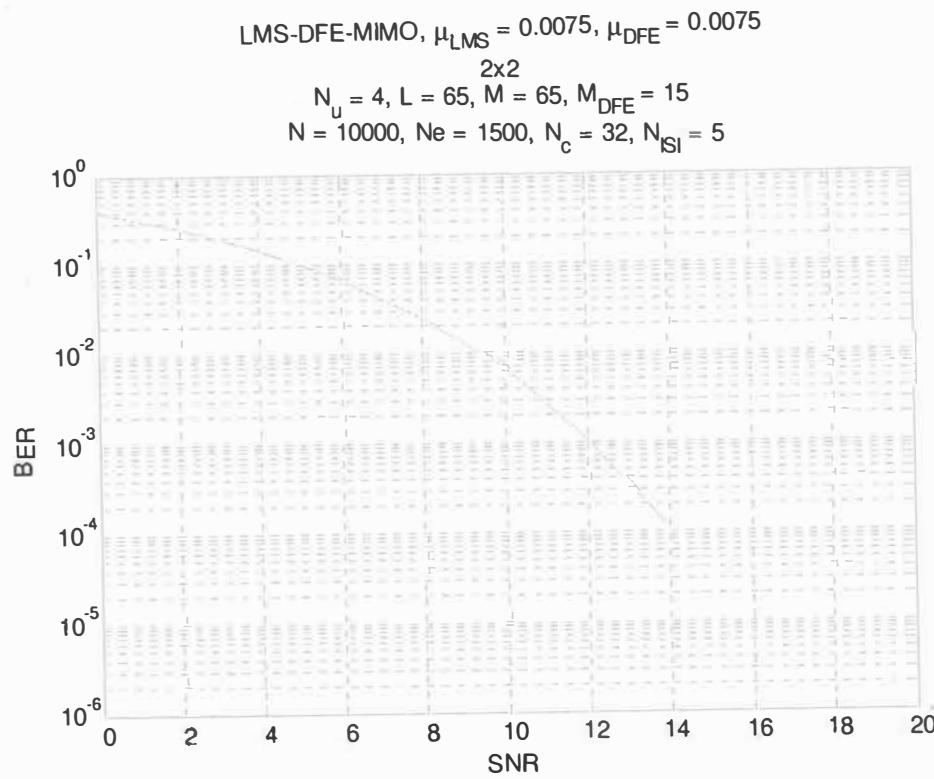
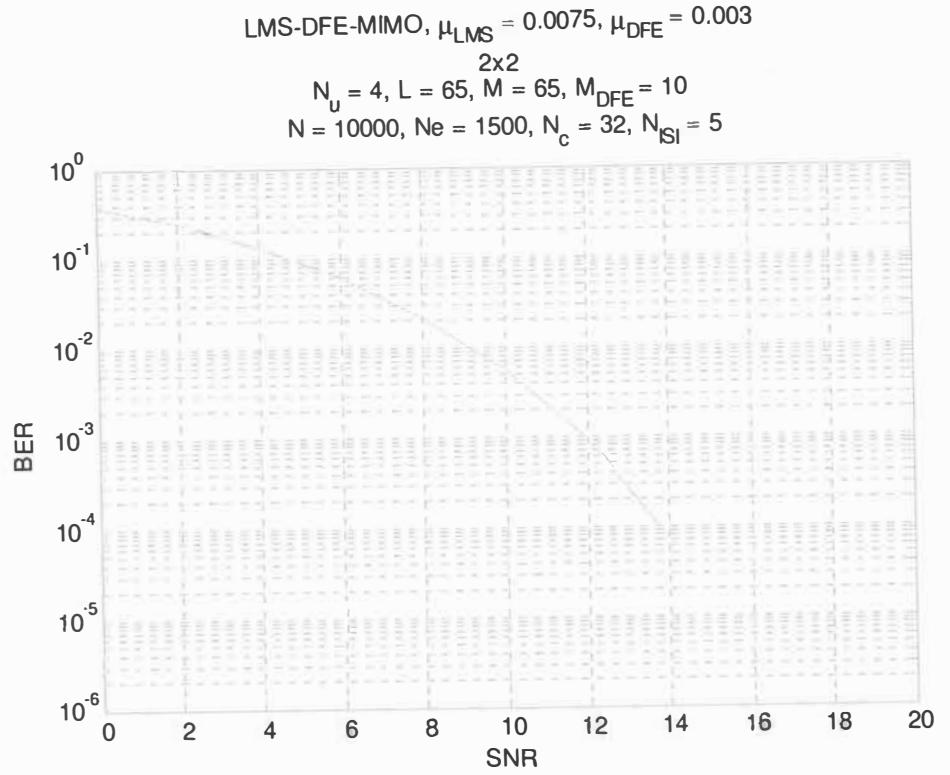


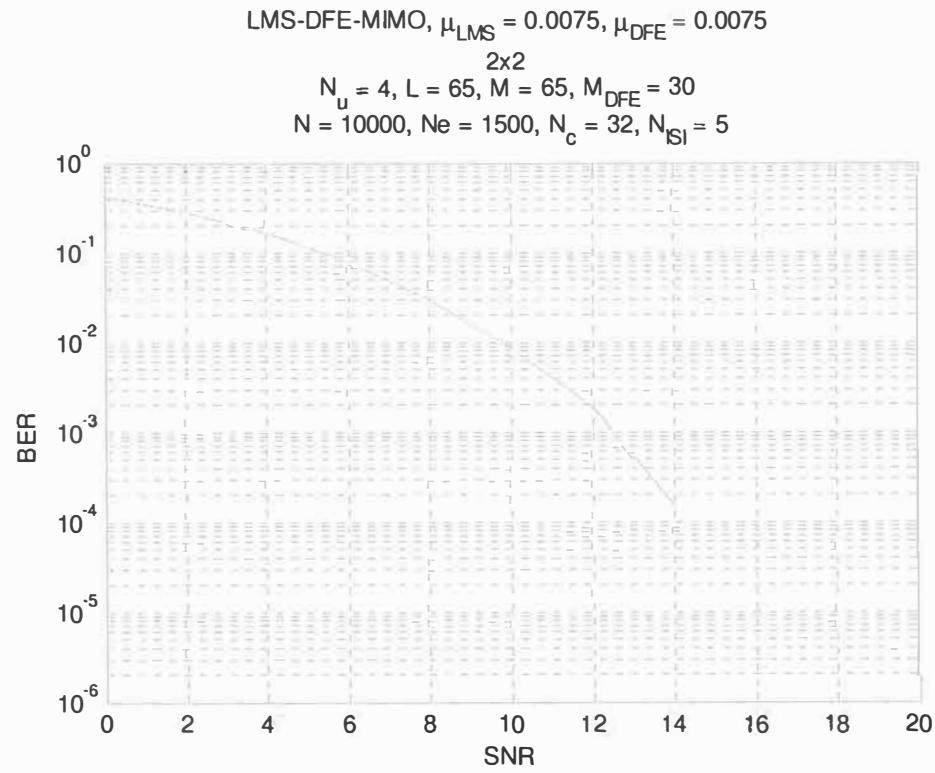
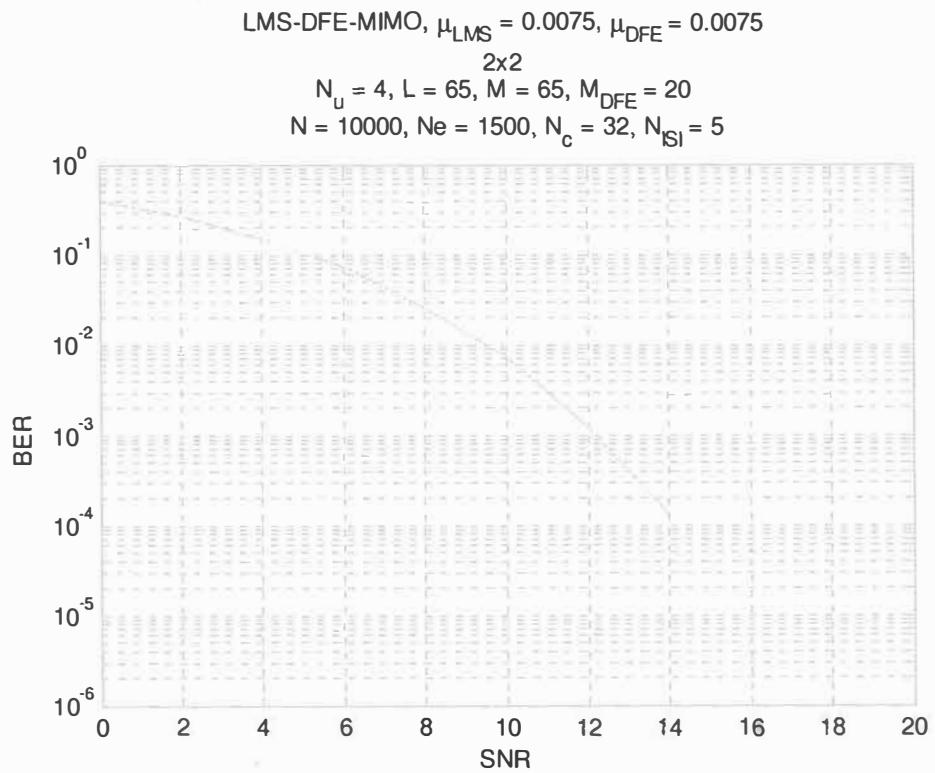
LMS-DFE-MIMO,  $\mu_{\text{LMS}} = 0.0075$ ,  $\mu_{\text{DFE}} = 0.004$

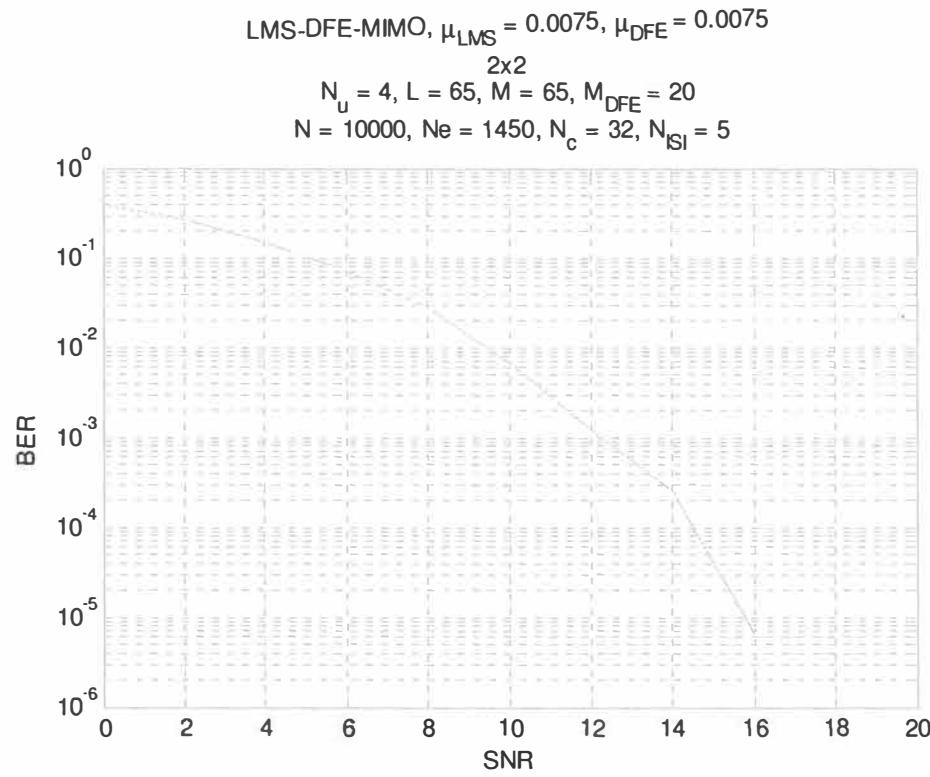
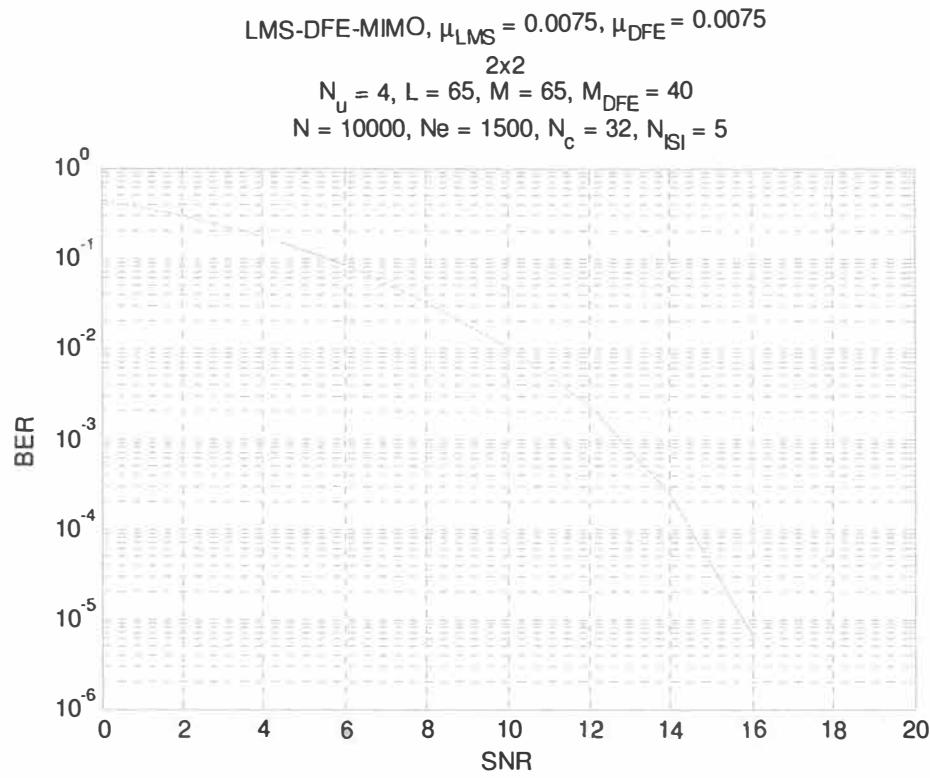
2x2

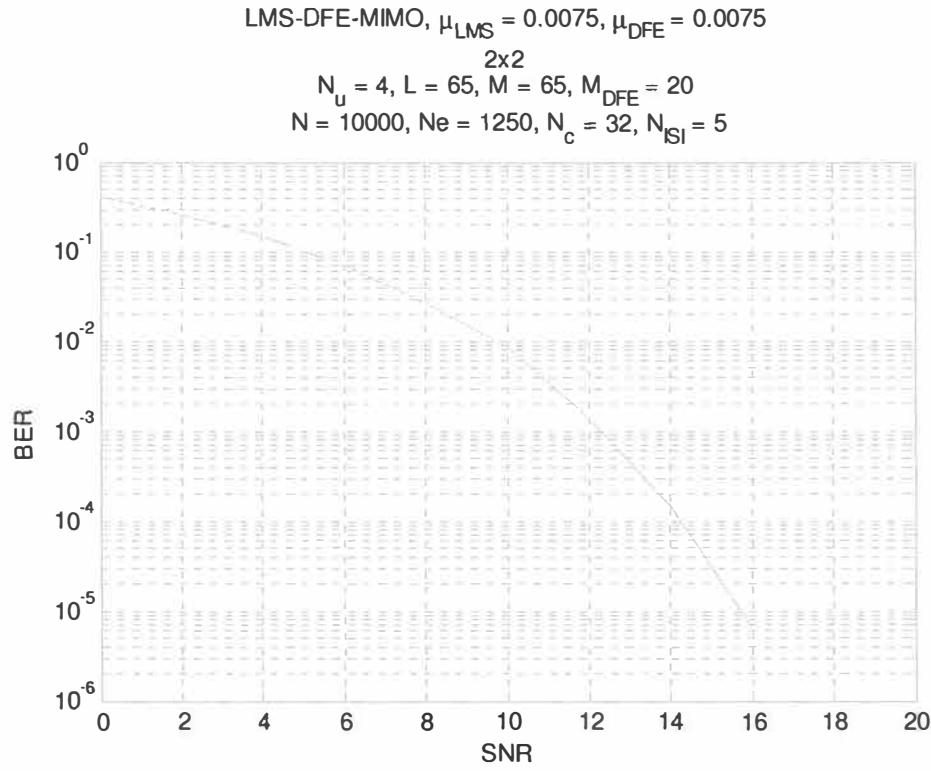
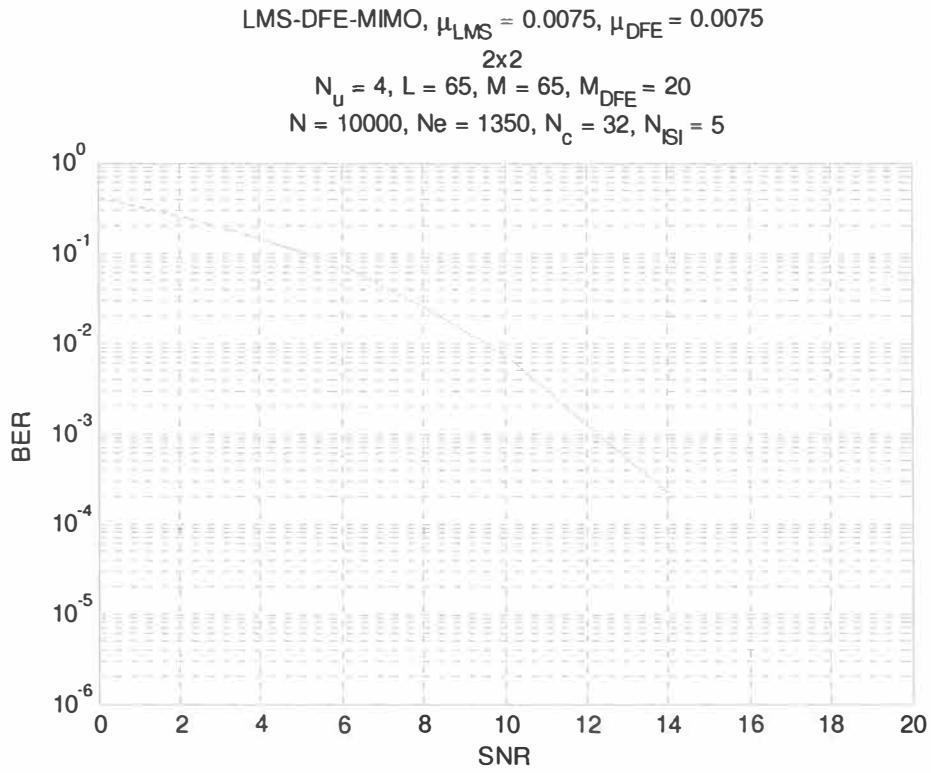
$N_u = 4$ ,  $L = 65$ ,  $M = 65$ ,  $M_{\text{DFE}} = 10$   
 $N = 10000$ ,  $N_e = 1500$ ,  $N_c = 32$ ,  $N_{\text{ISI}} = 5$

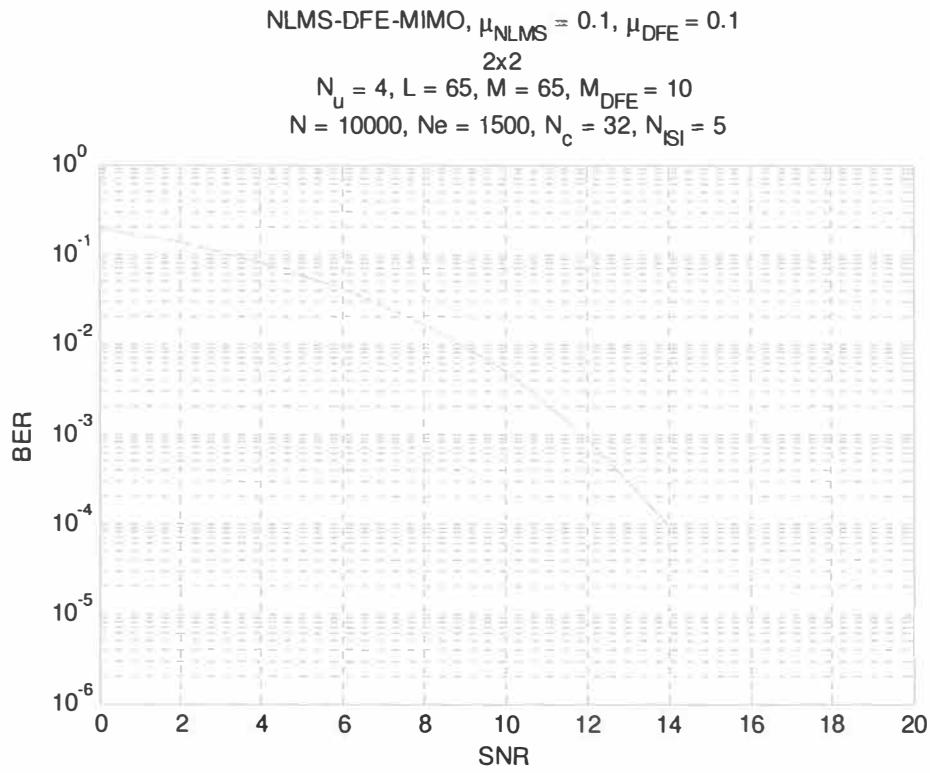
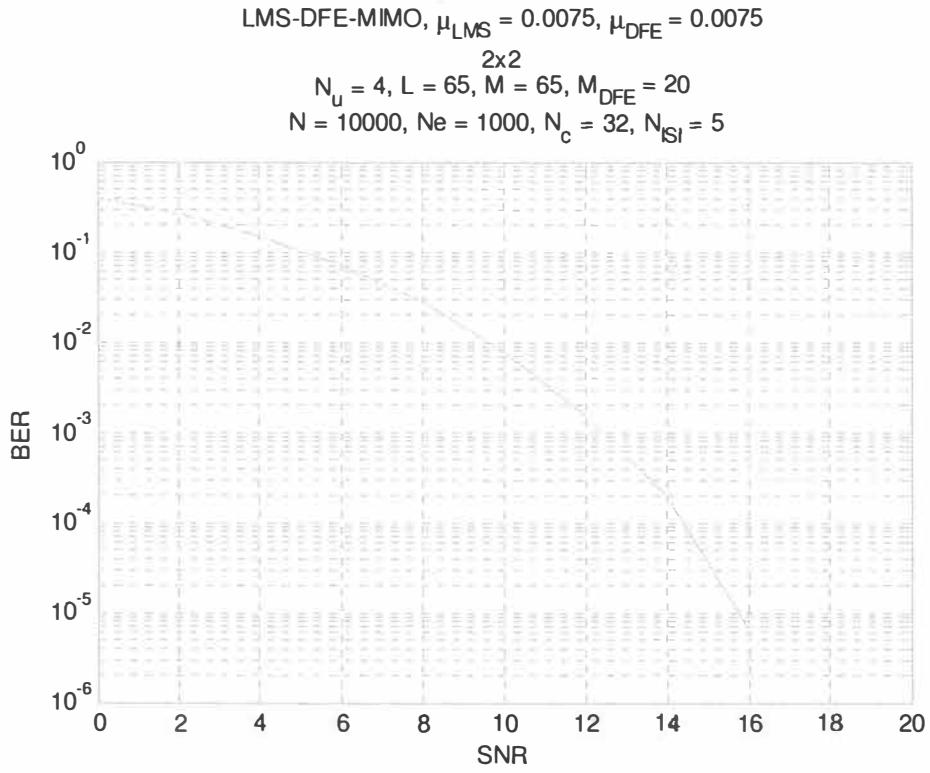


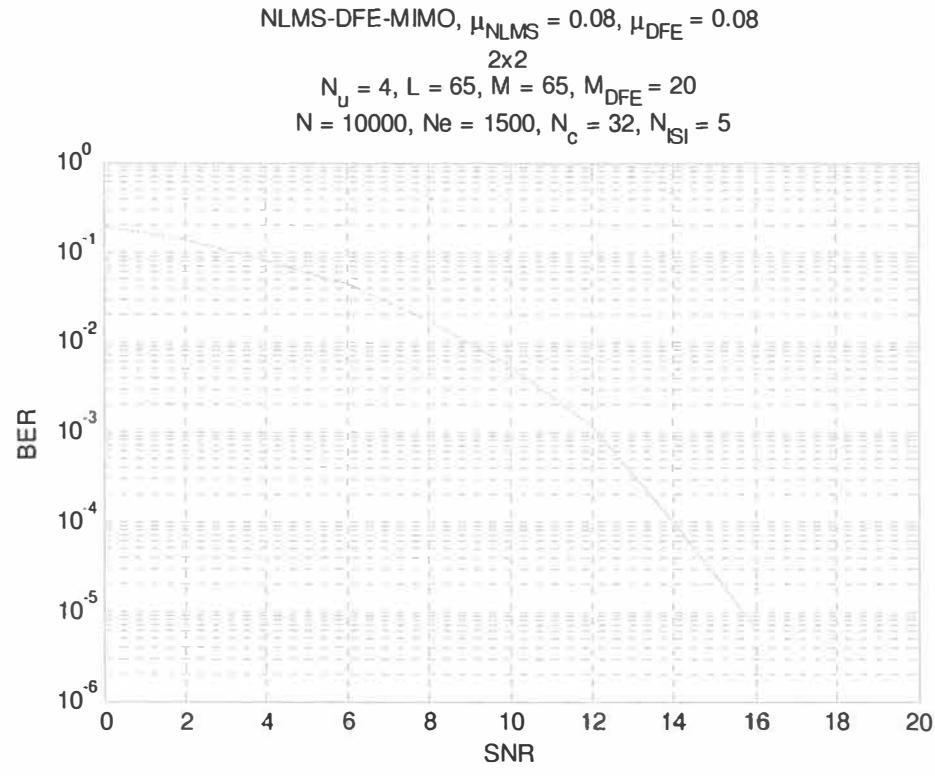
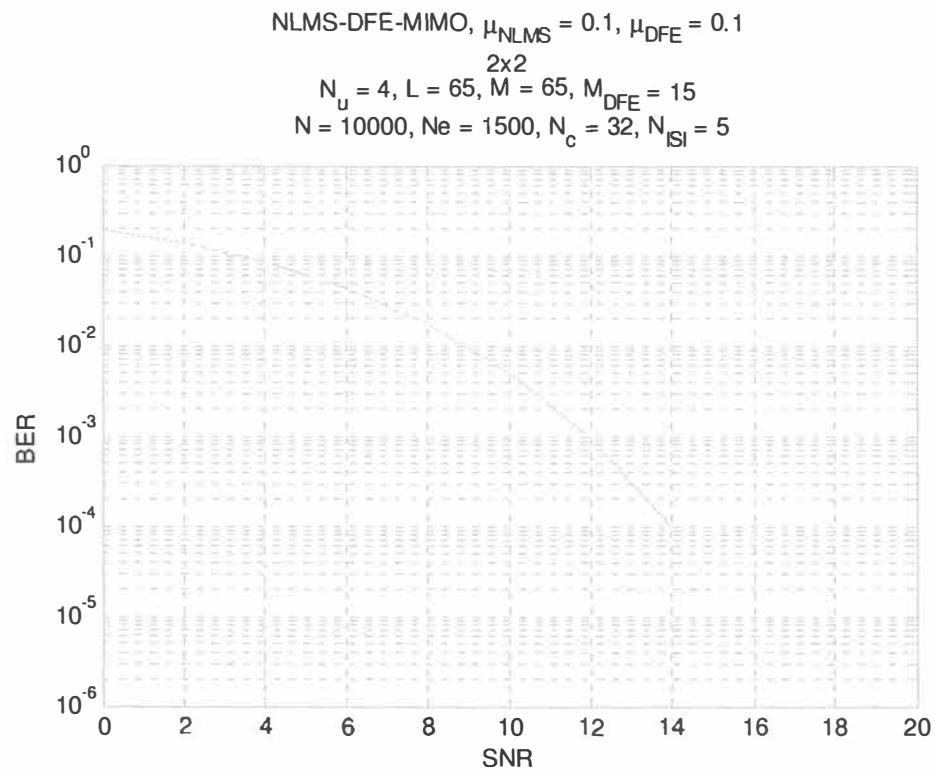


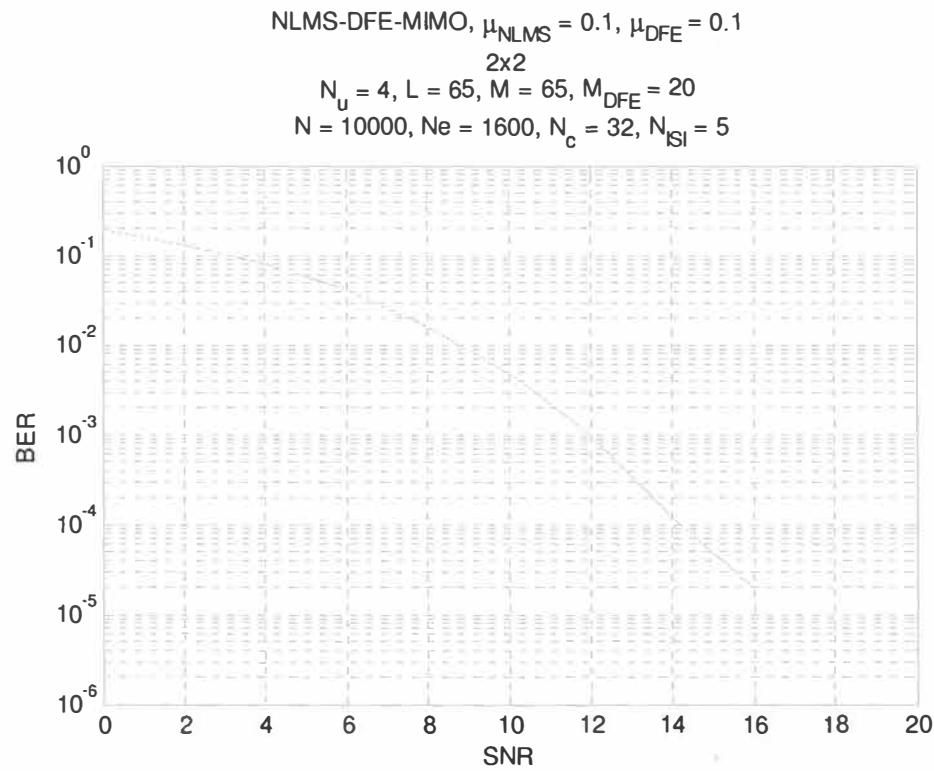
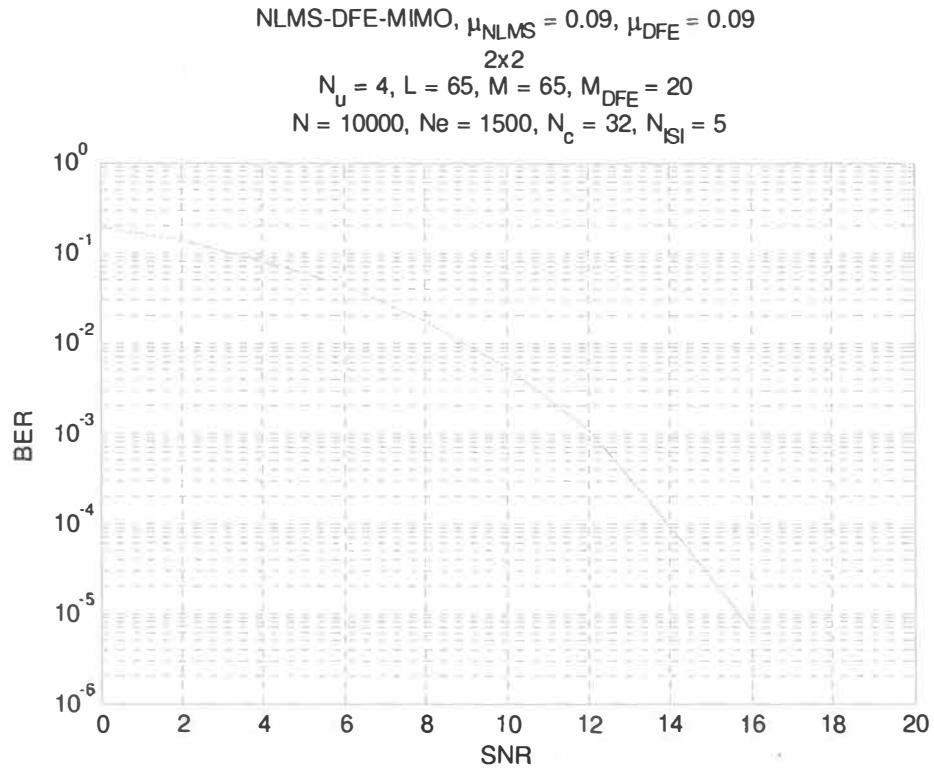


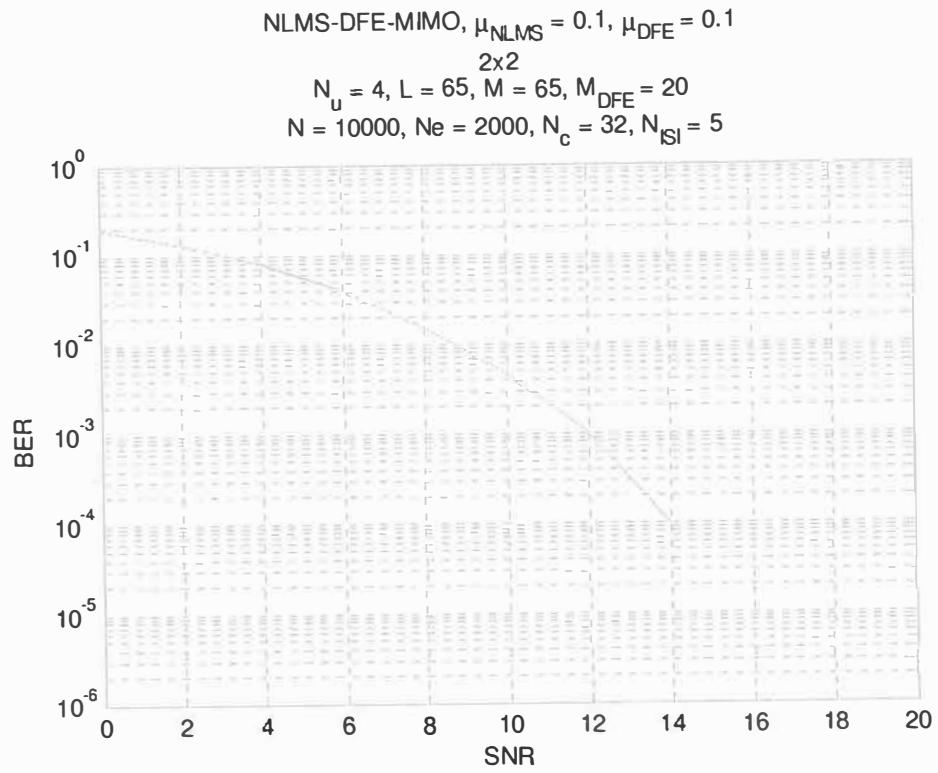
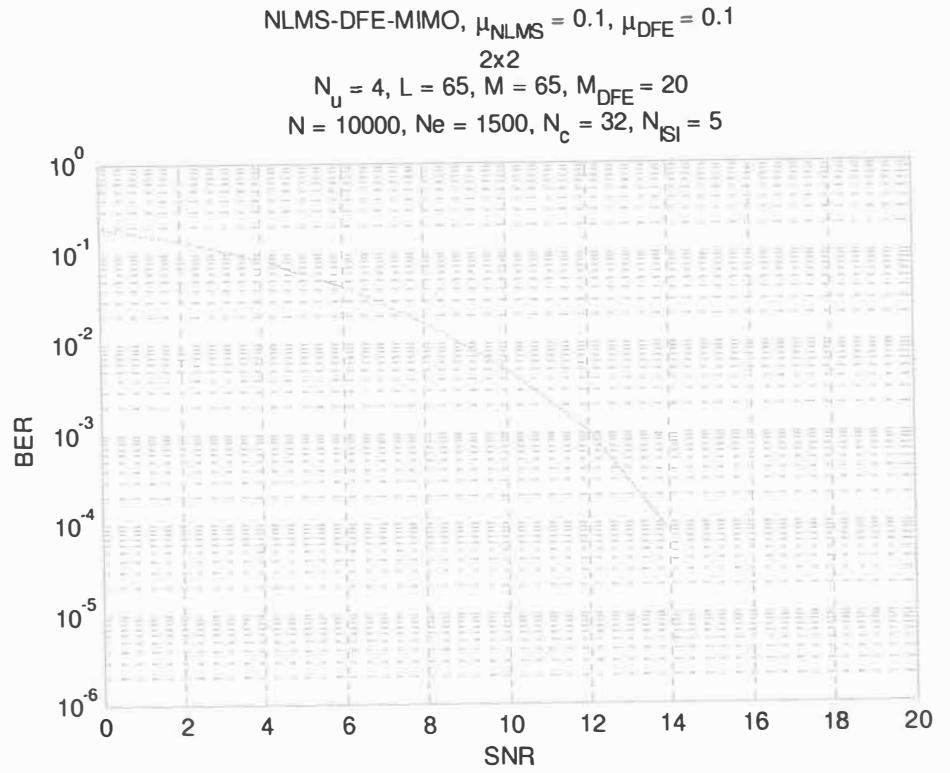


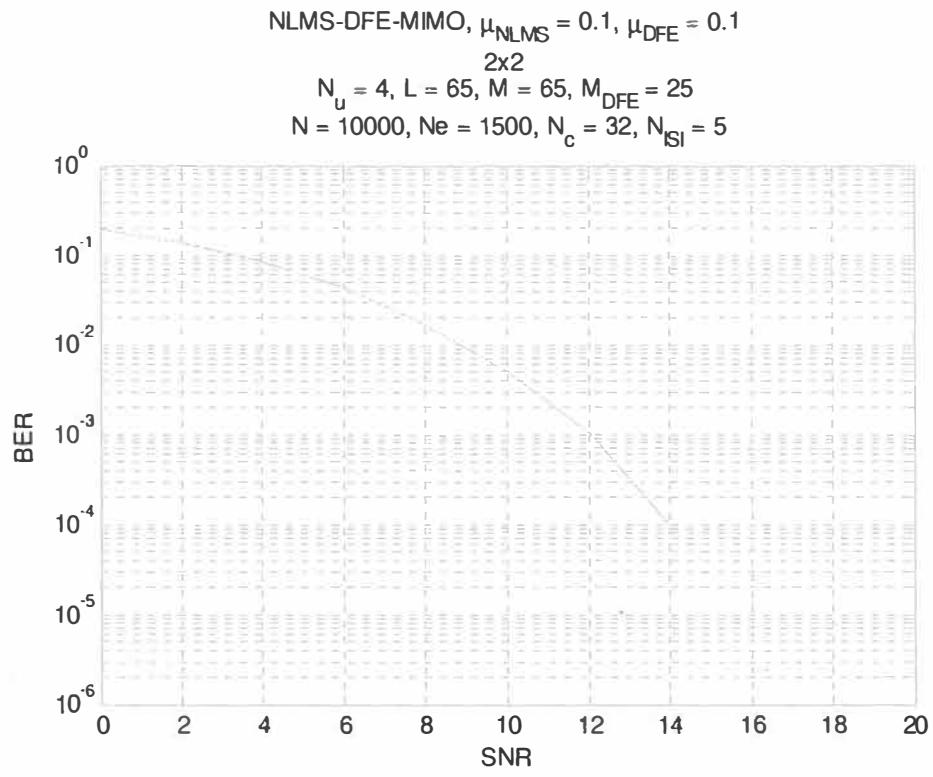
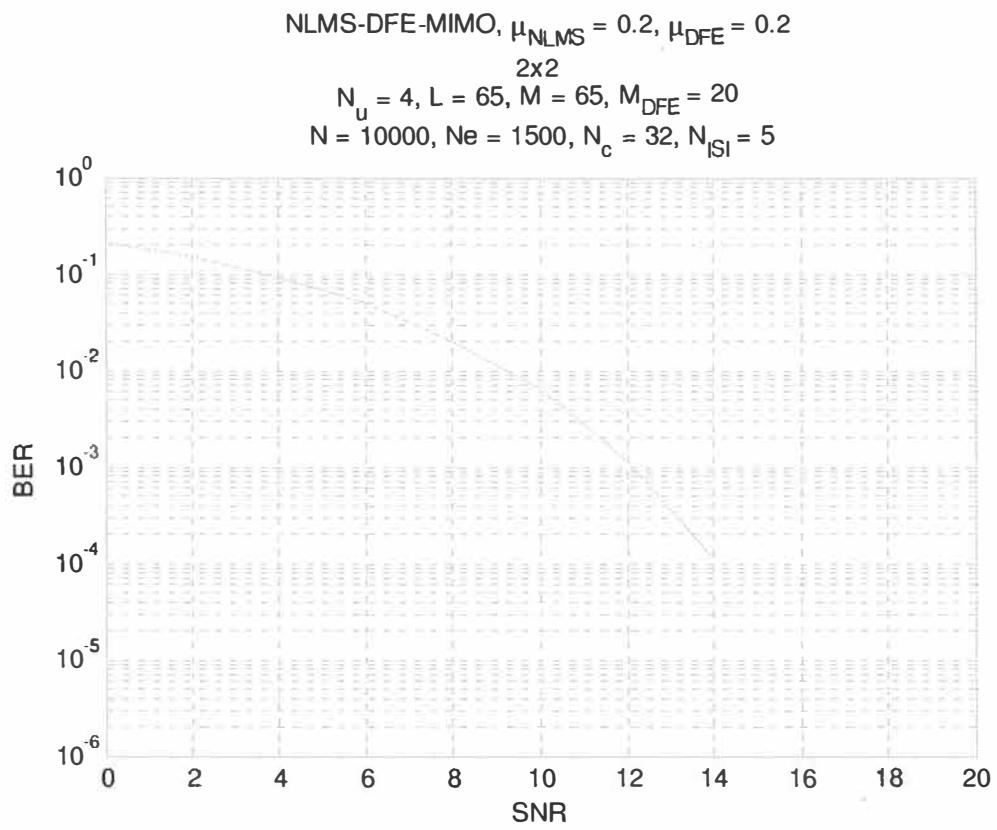


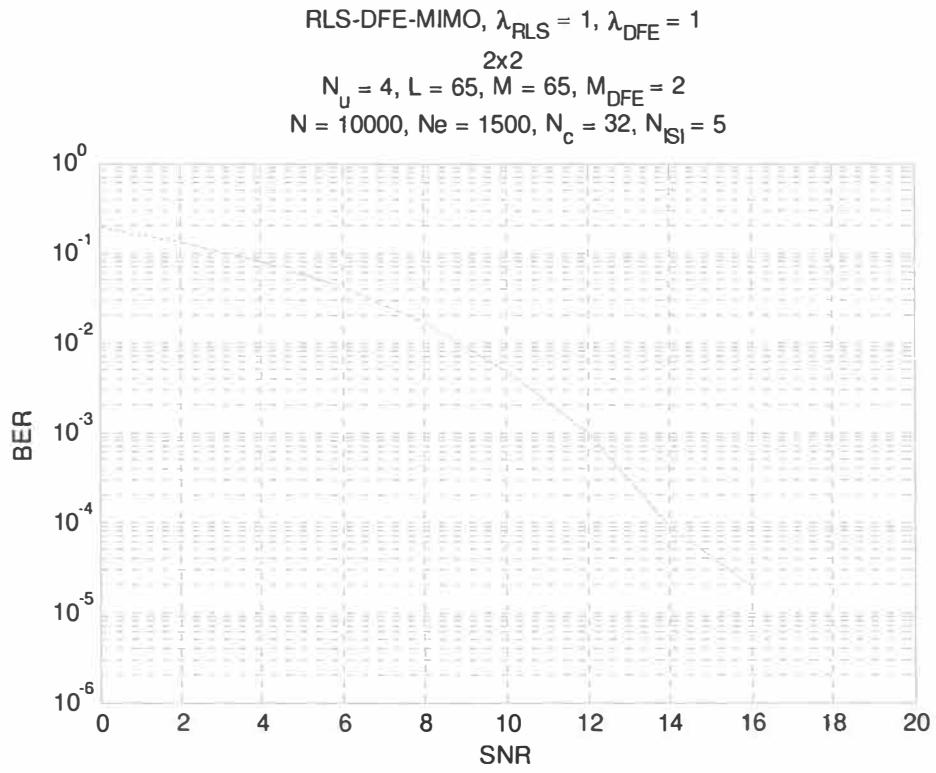
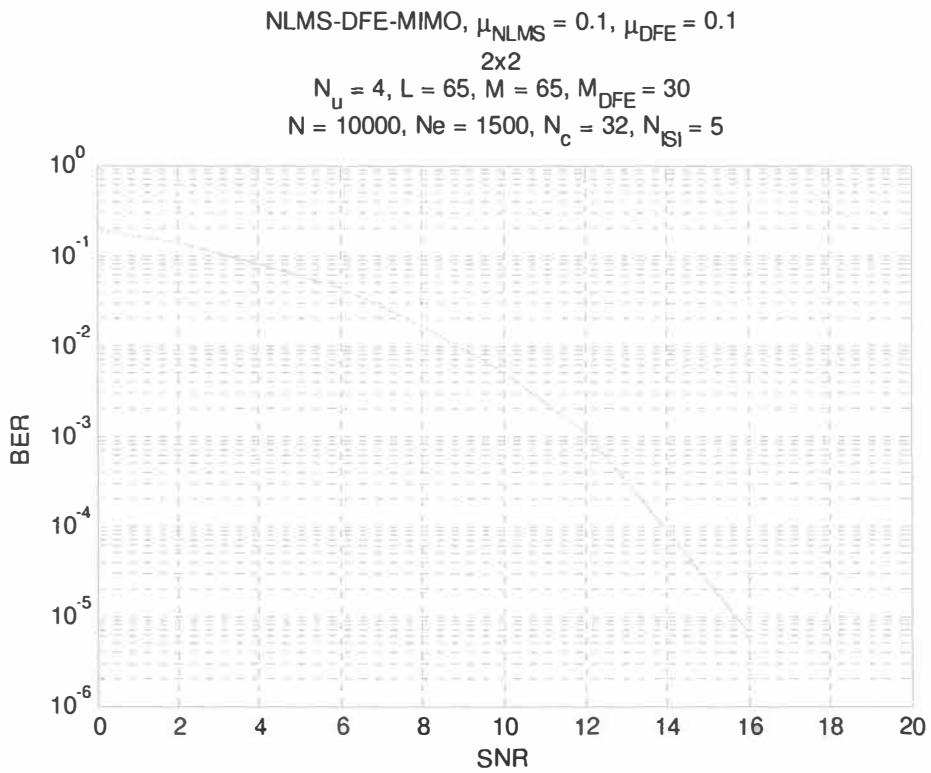










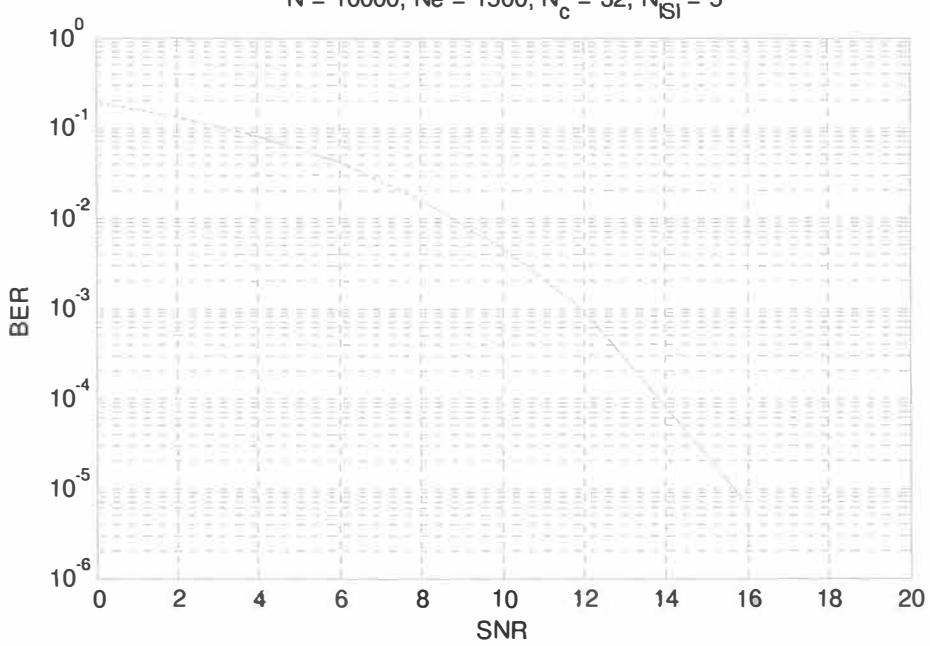


RLS-DFE-MIMO,  $\lambda_{\text{RLS}} = 1$ ,  $\sigma_{\text{RLS}} = 0.9$ ,  $\lambda_{\text{DFE}} = 1$ ,  $\sigma_{\text{DFE}} = 0.9$

$2 \times 2$

$N_u = 4$ ,  $L = 65$ ,  $M = 65$ ,  $M_{\text{DFE}} = 2$

$N = 10000$ ,  $N_e = 1500$ ,  $N_c = 32$ ,  $N_{\text{SI}} = 5$

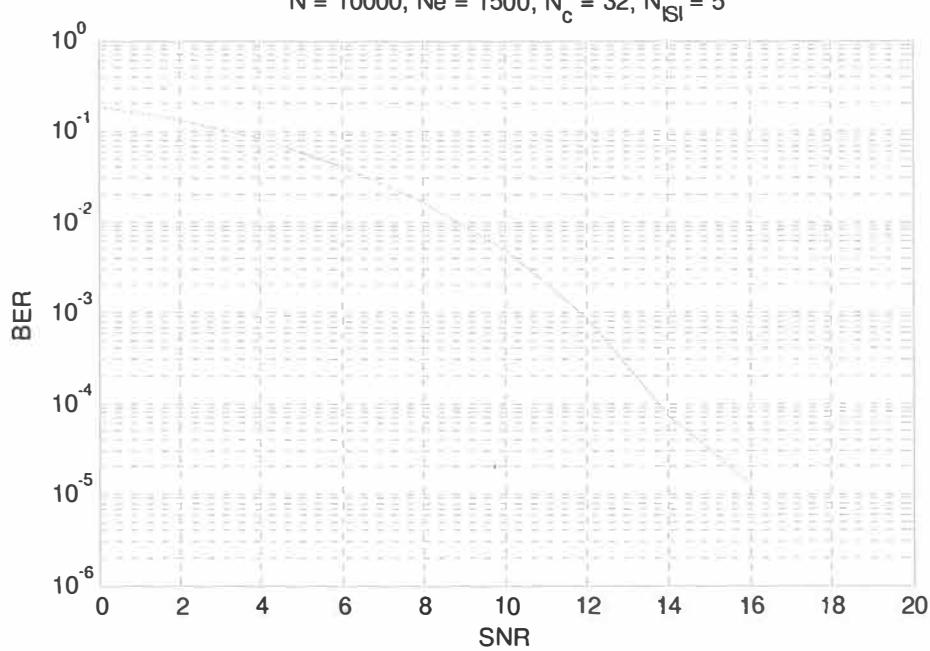


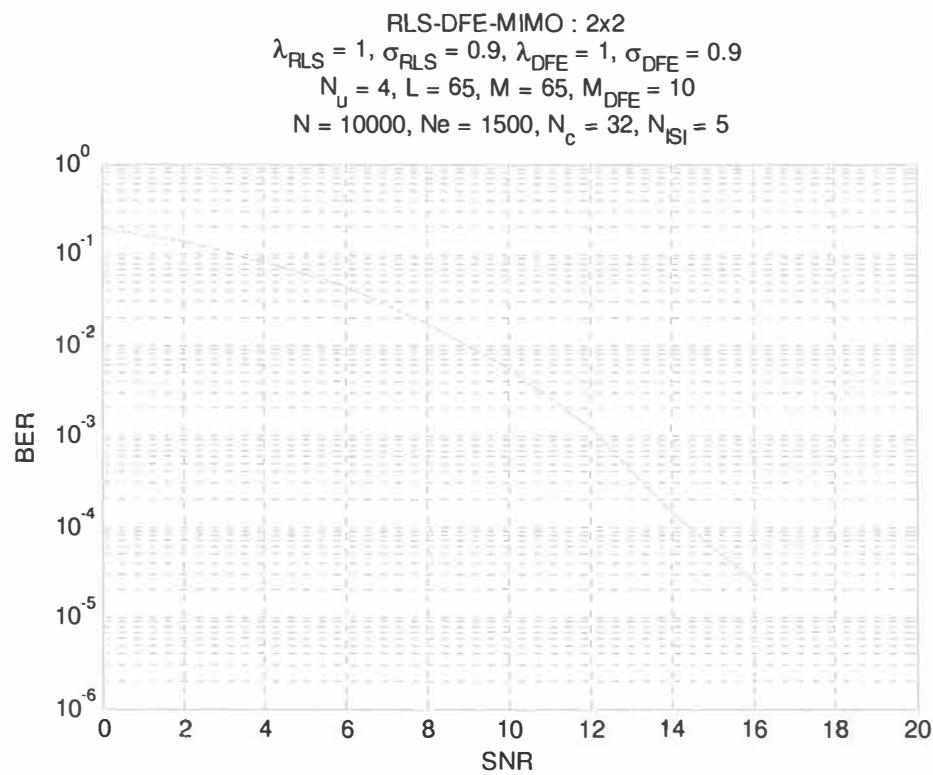
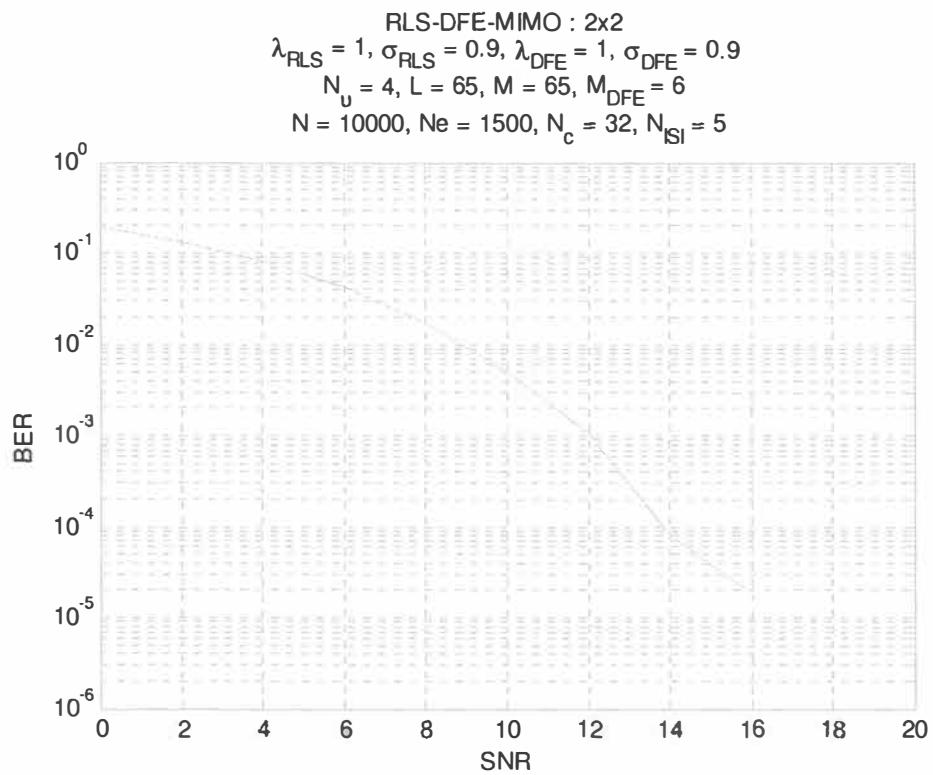
RLS-DFE-MIMO :  $2 \times 2$

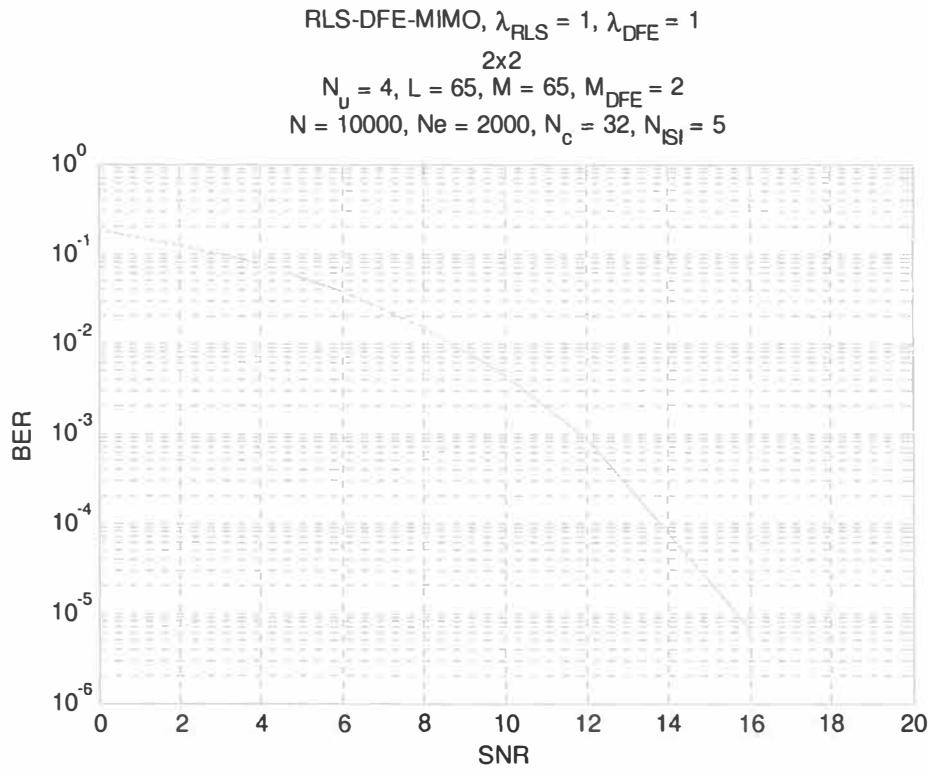
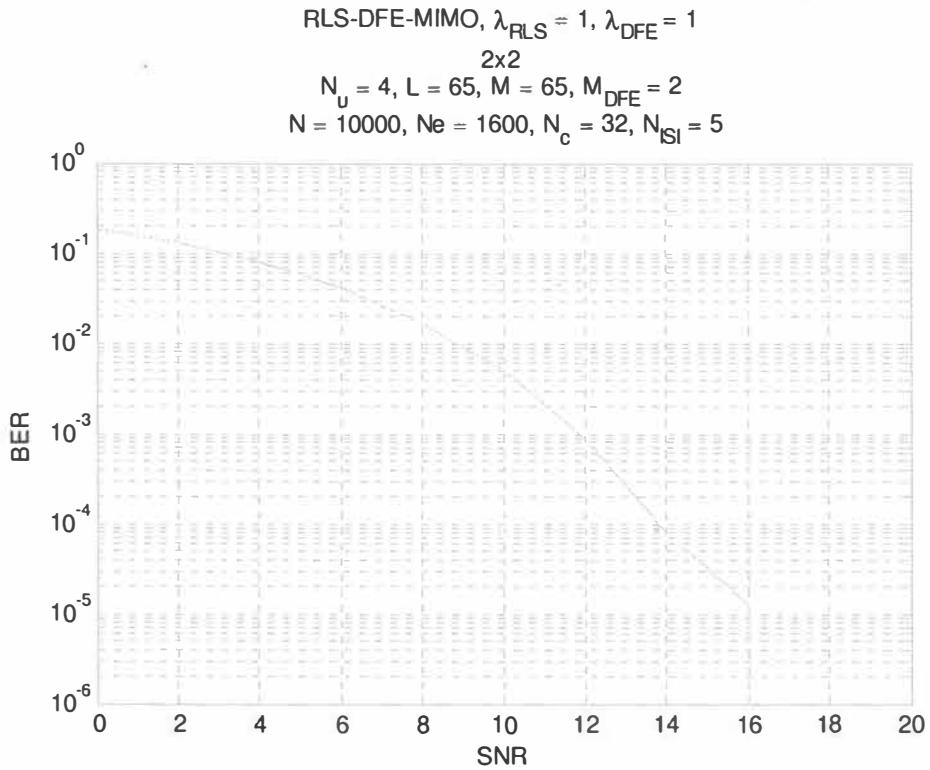
$\lambda_{\text{RLS}} = 1$ ,  $\sigma_{\text{RLS}} = 0.9$ ,  $\lambda_{\text{DFE}} = 1$ ,  $\sigma_{\text{DFE}} = 0.9$

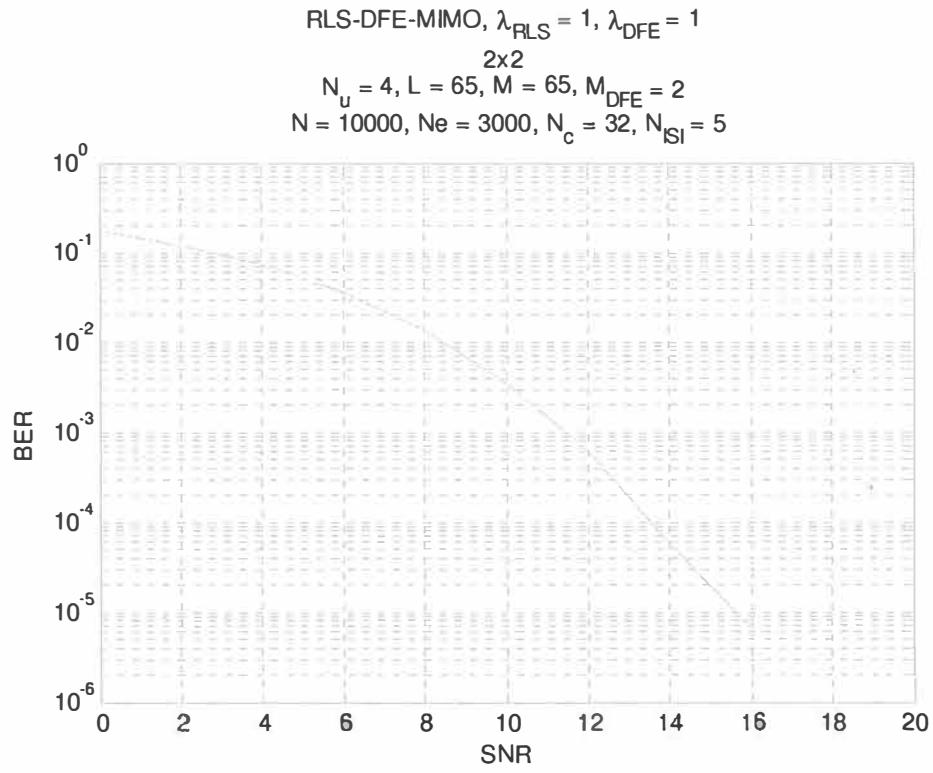
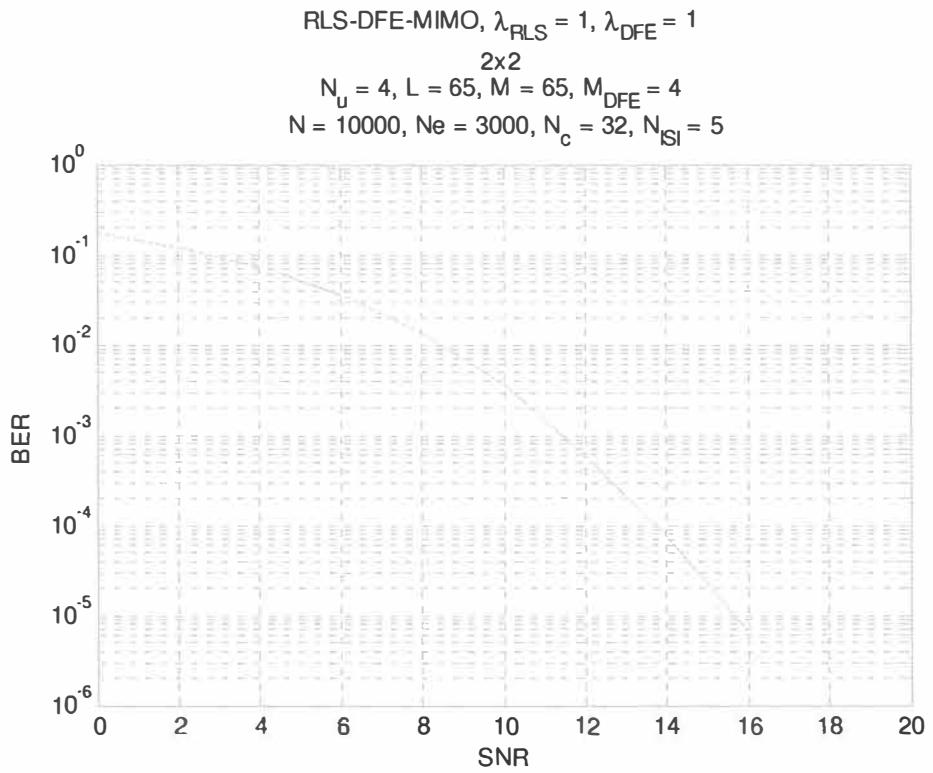
$N_u = 4$ ,  $L = 65$ ,  $M = 65$ ,  $M_{\text{DFE}} = 4$

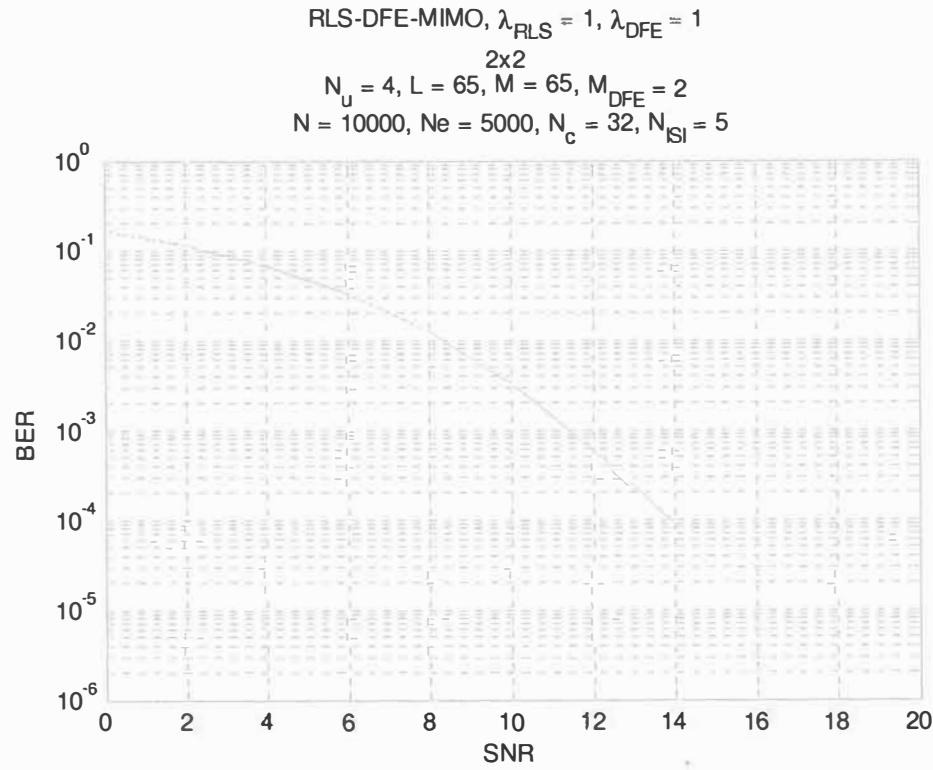
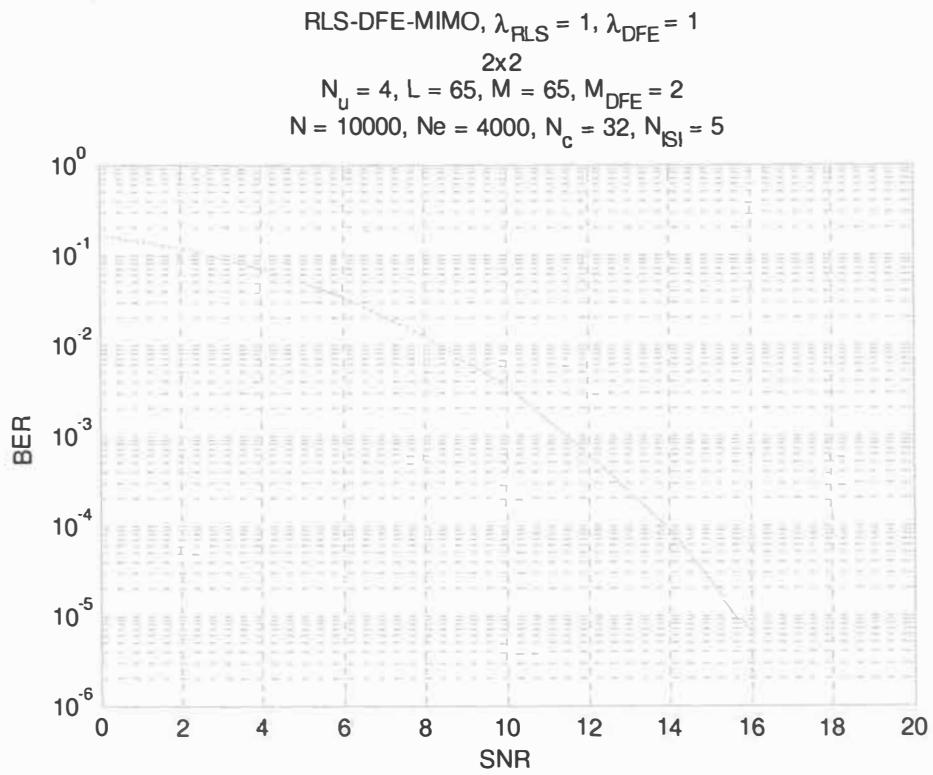
$N = 10000$ ,  $N_e = 1500$ ,  $N_c = 32$ ,  $N_{\text{SI}} = 5$

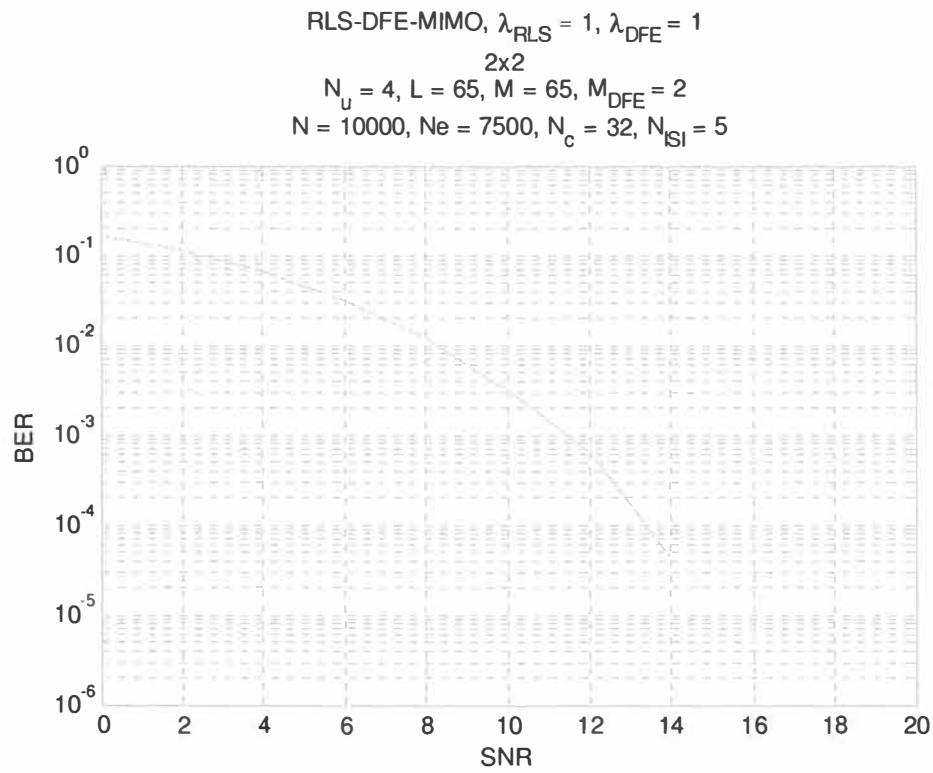
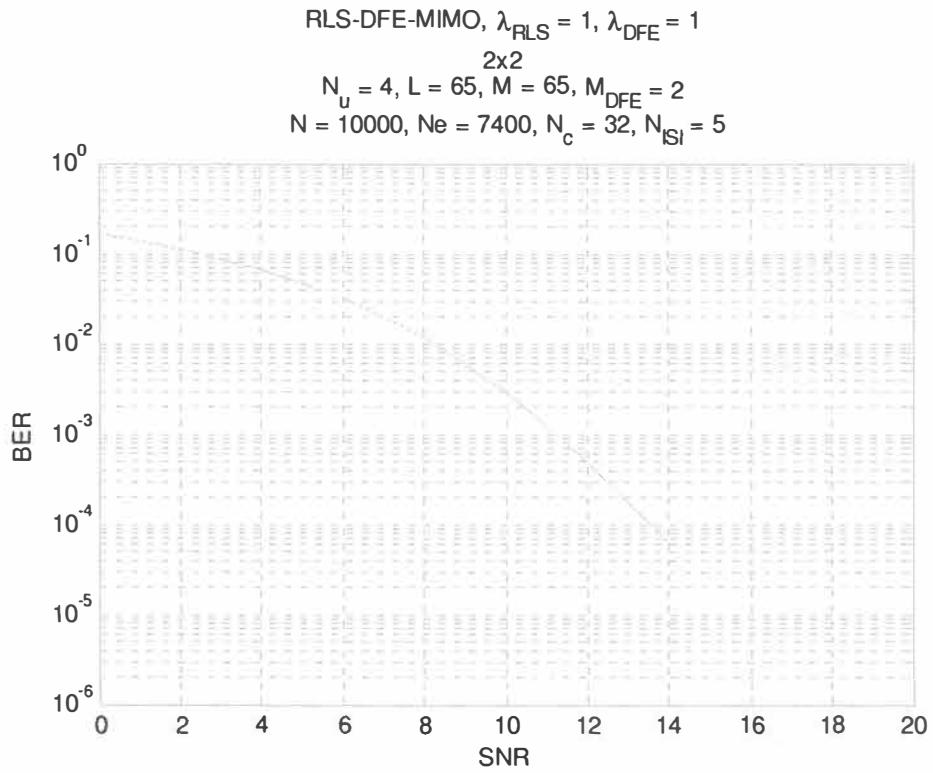


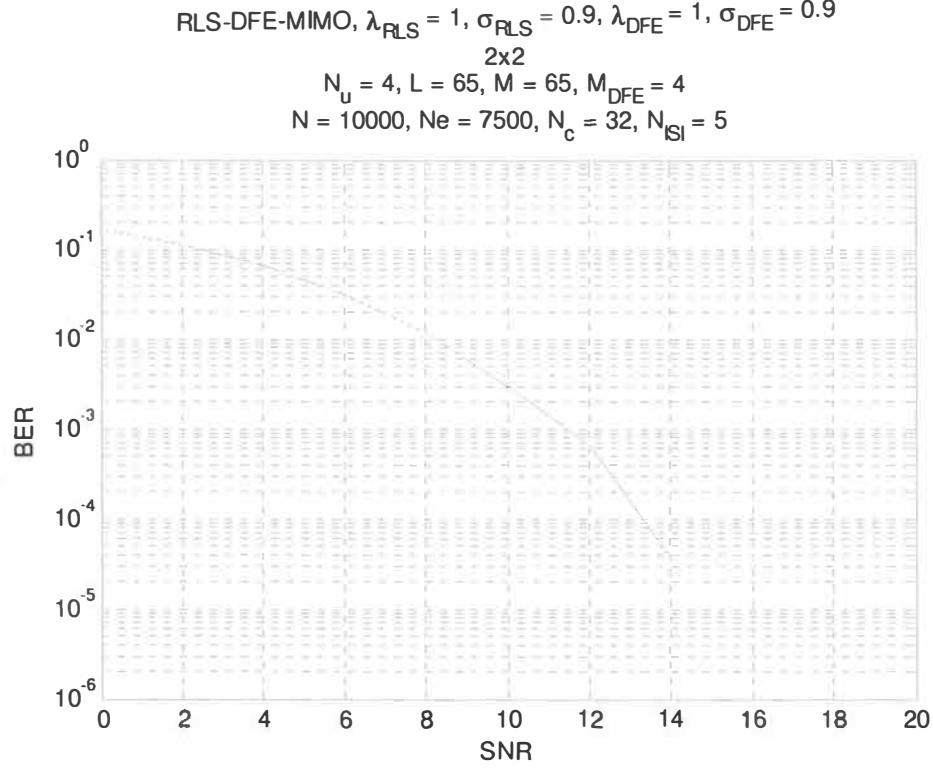
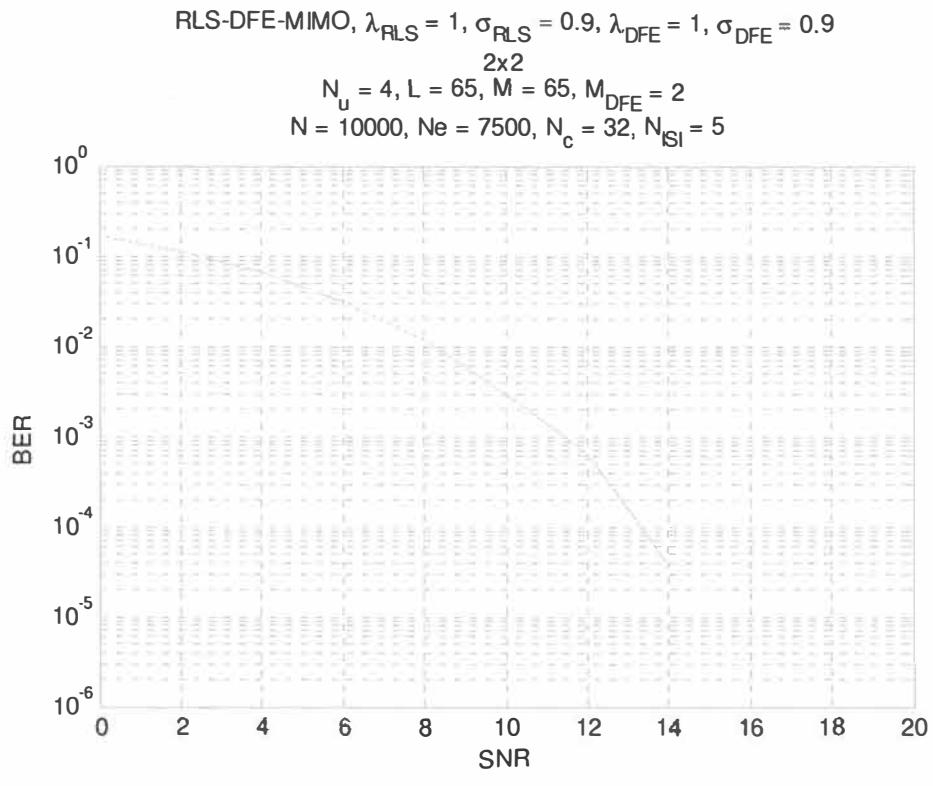


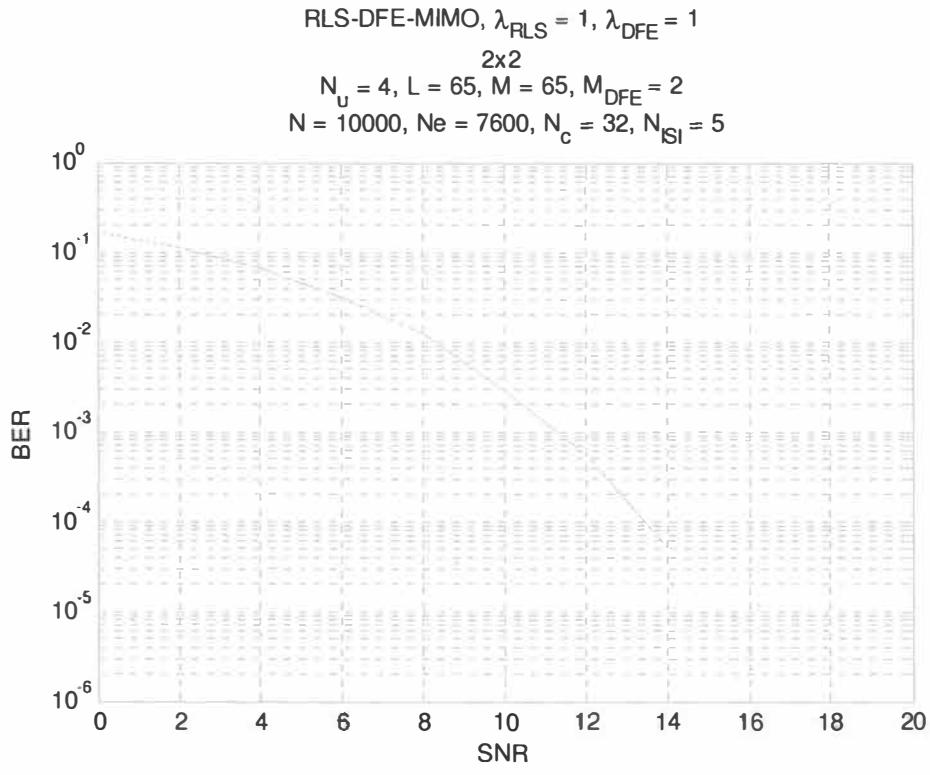
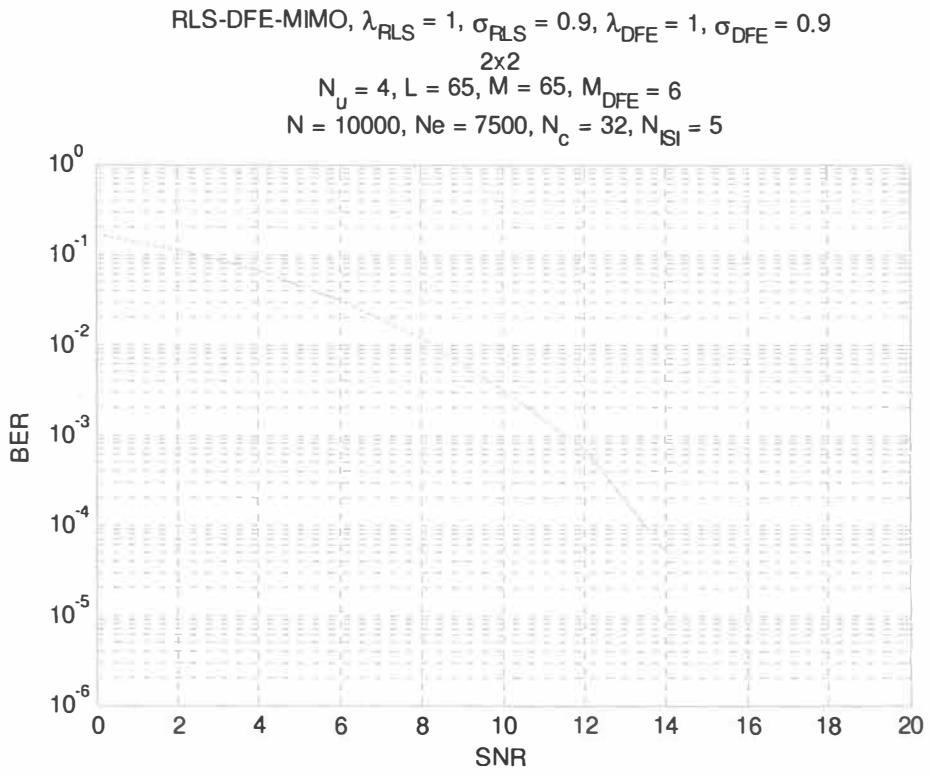


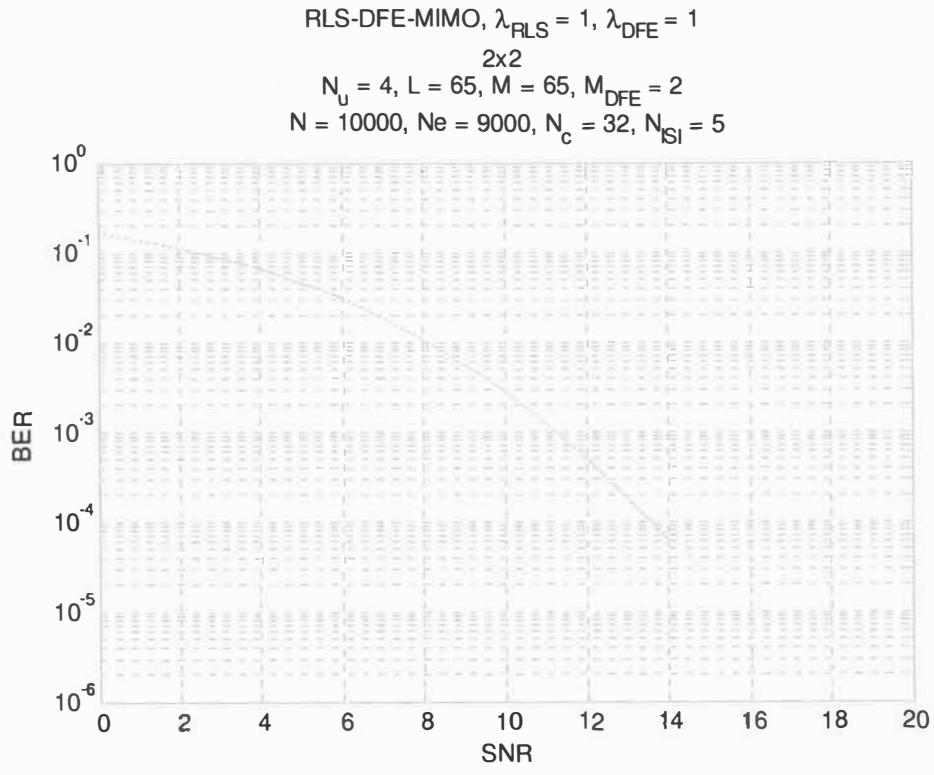
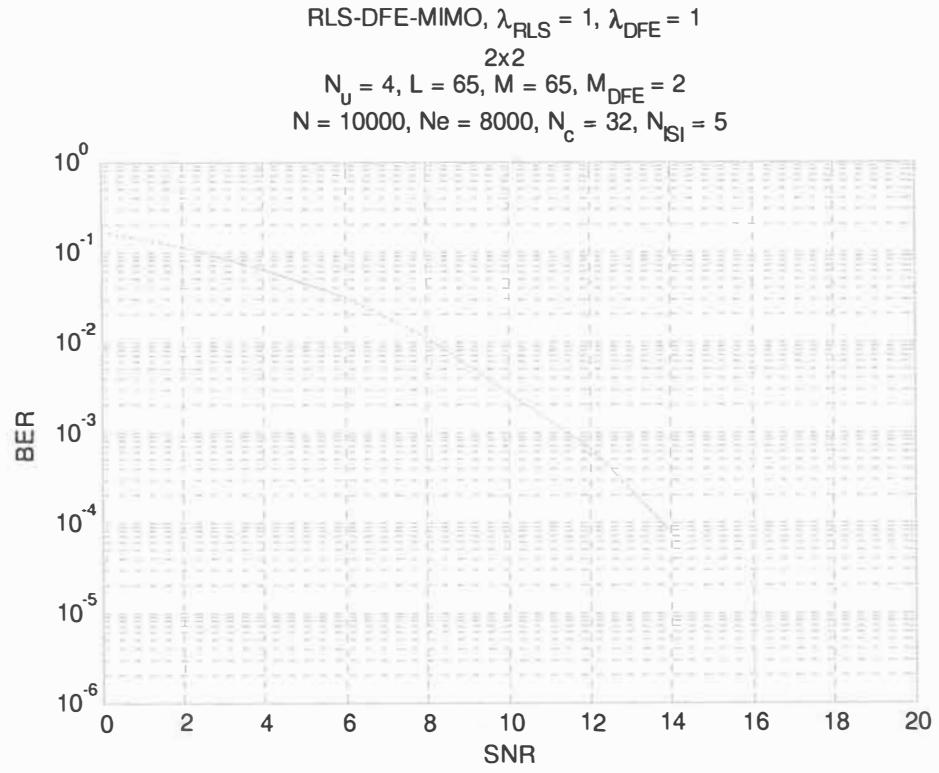


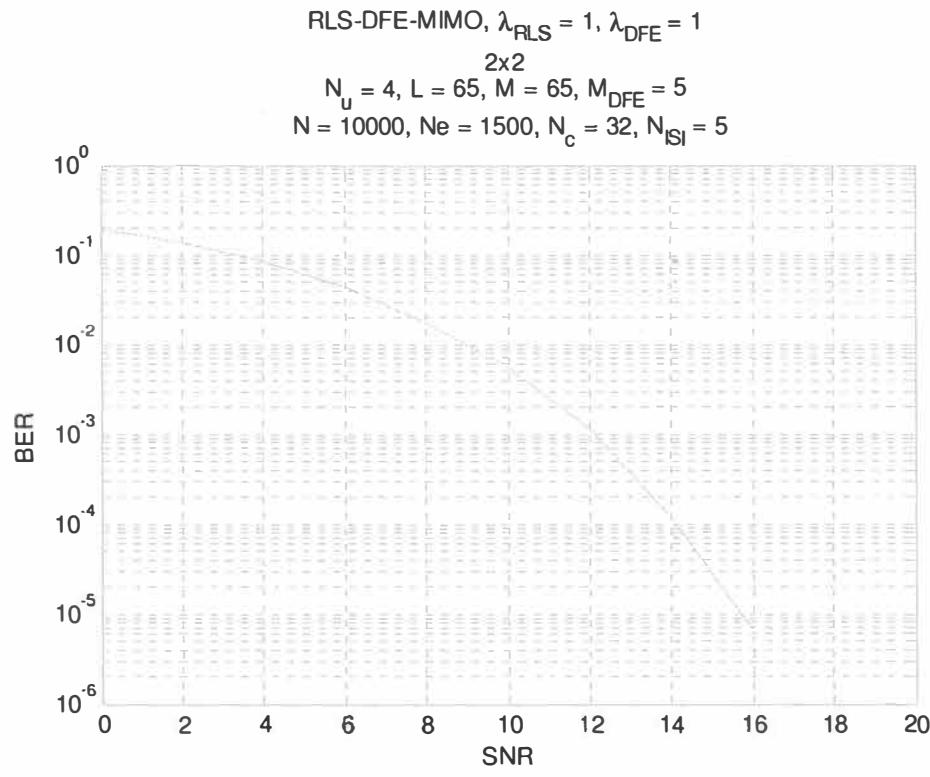
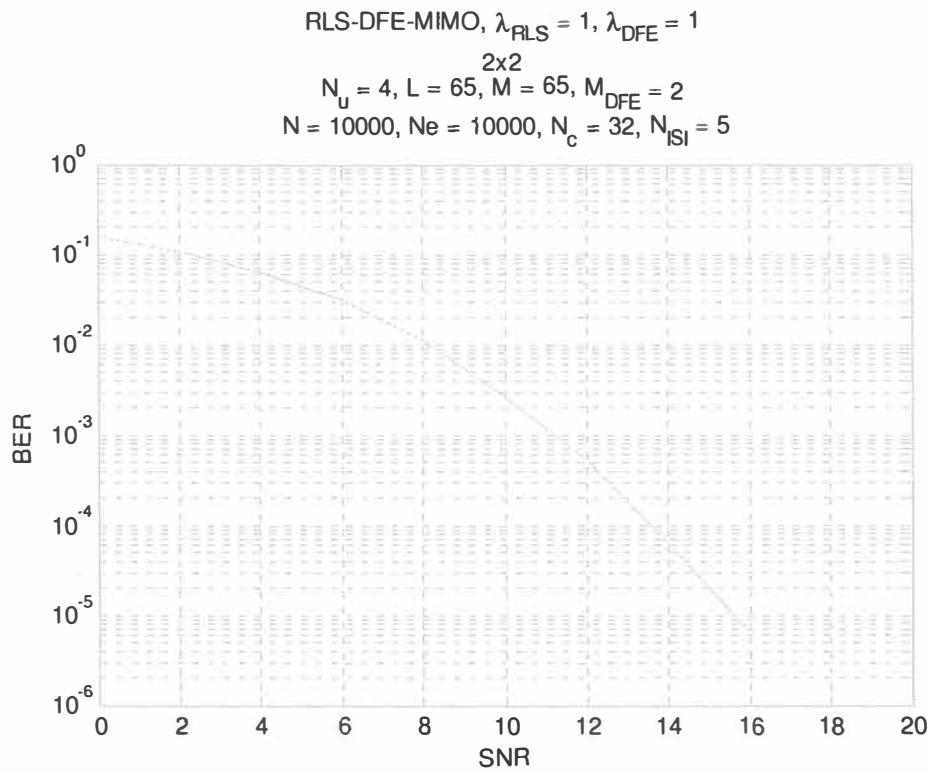


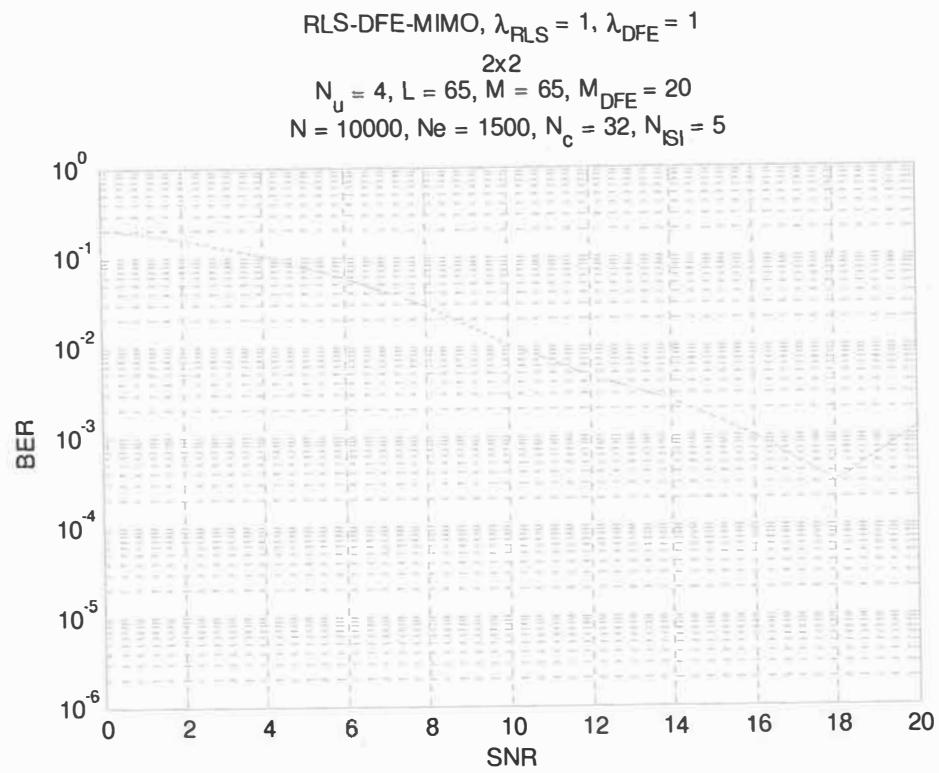
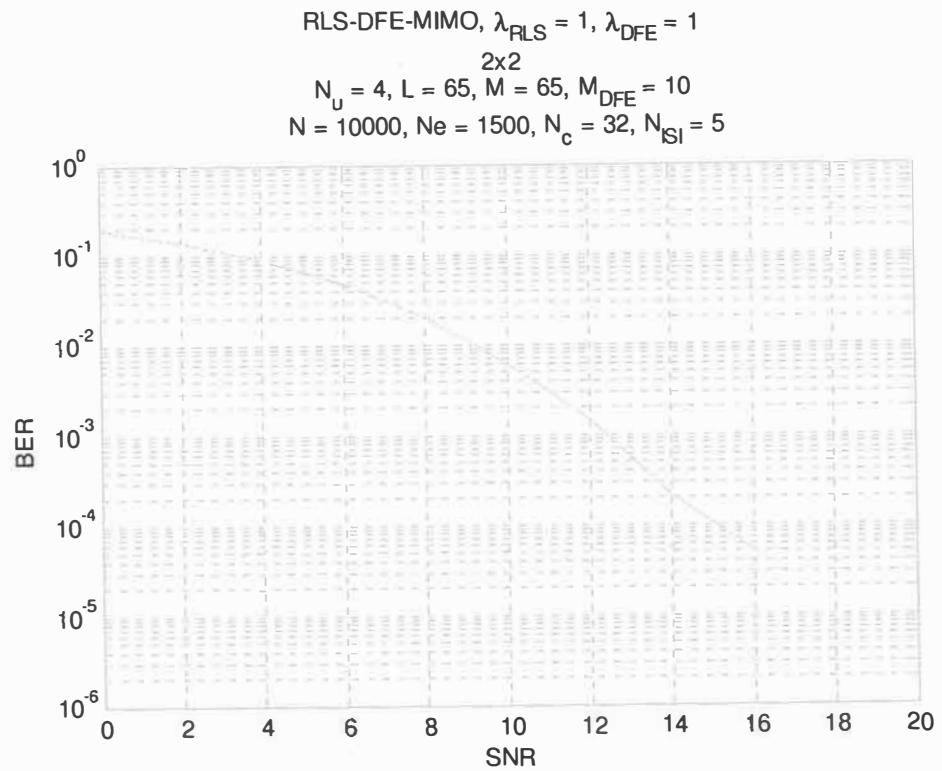


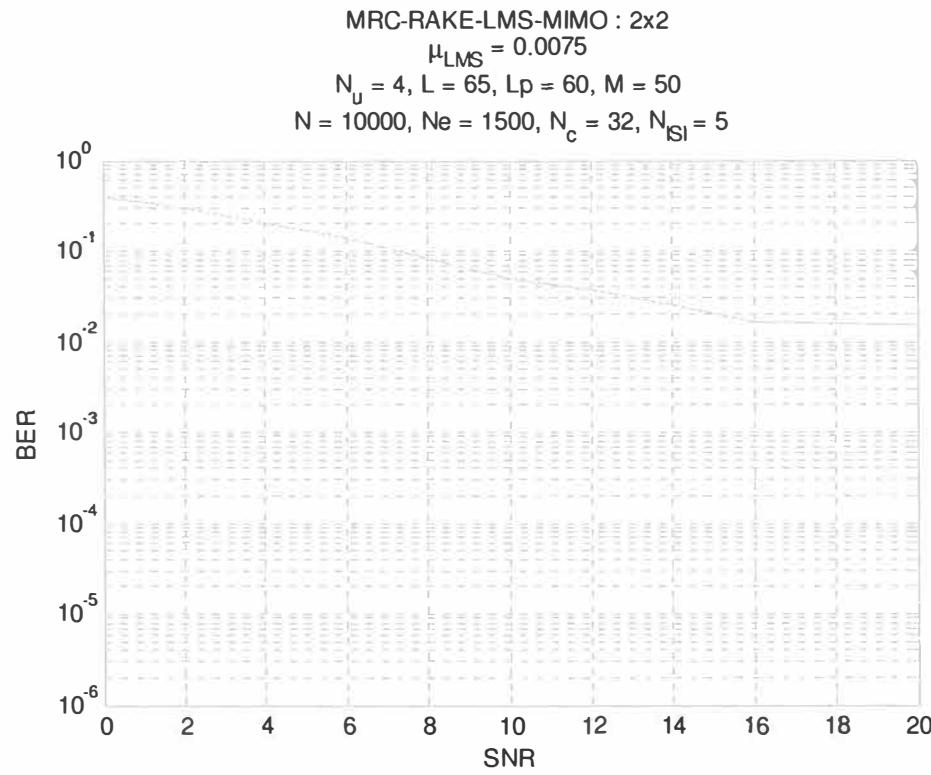
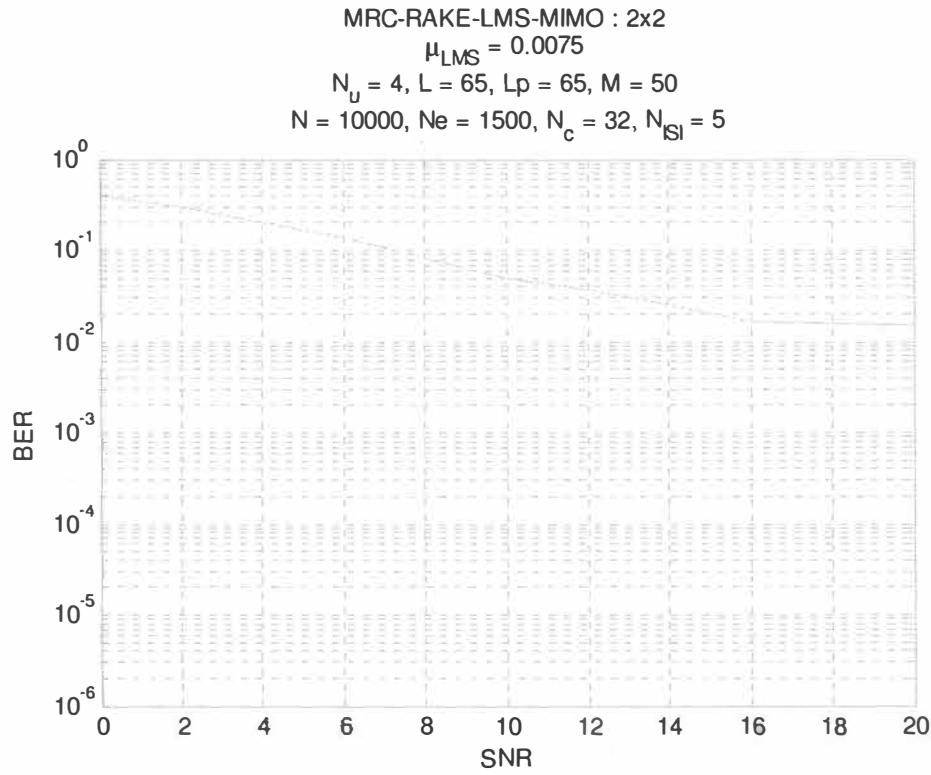


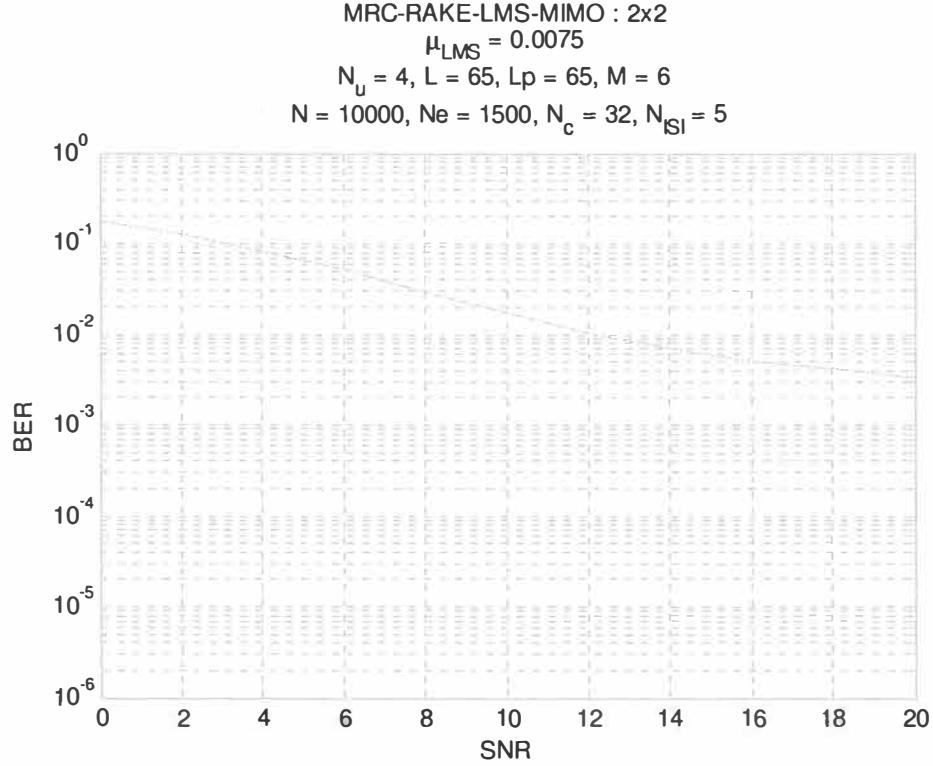
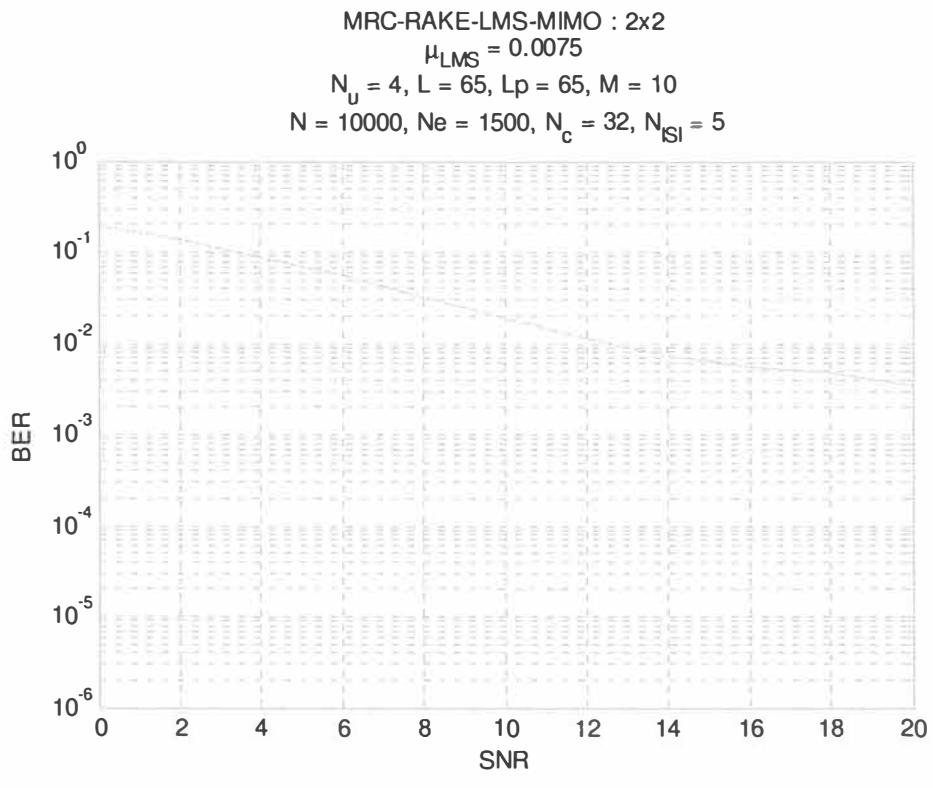


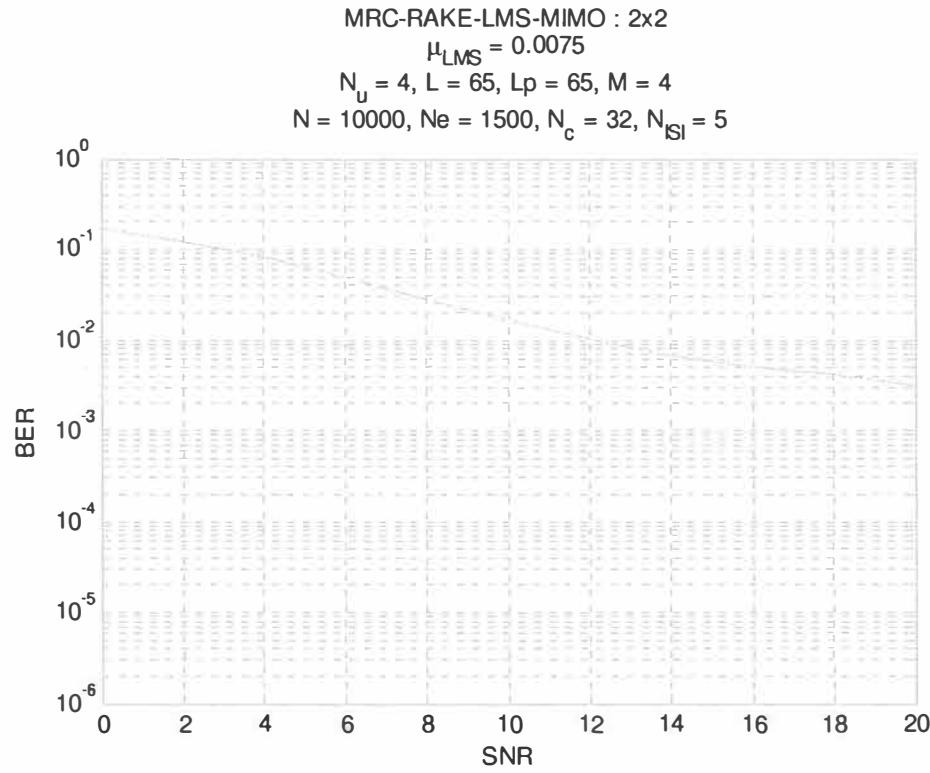
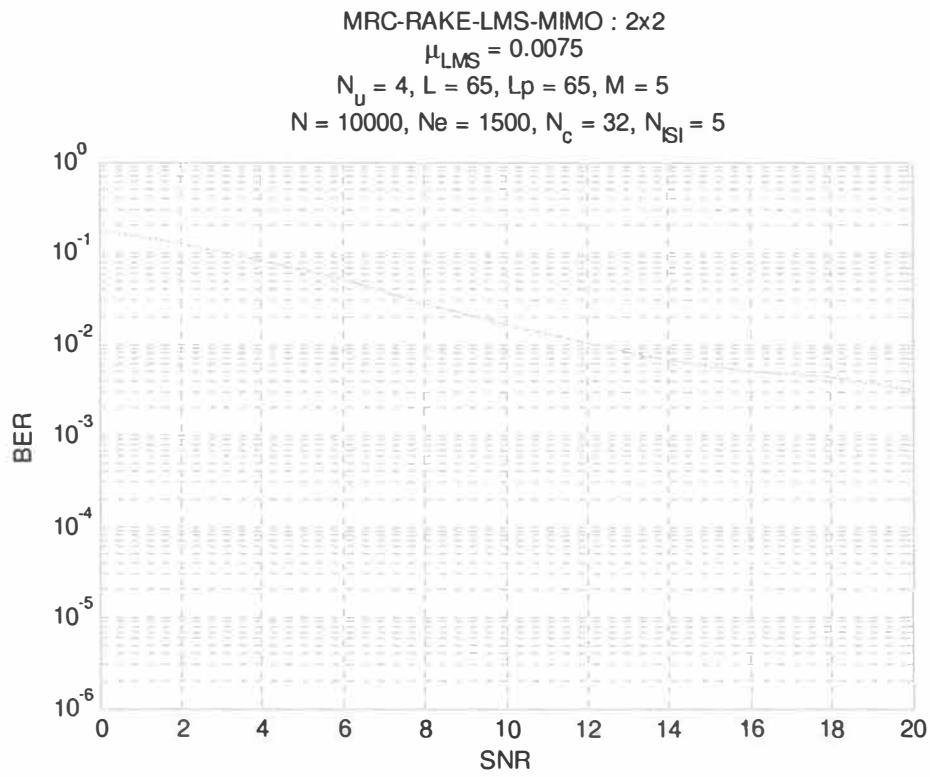


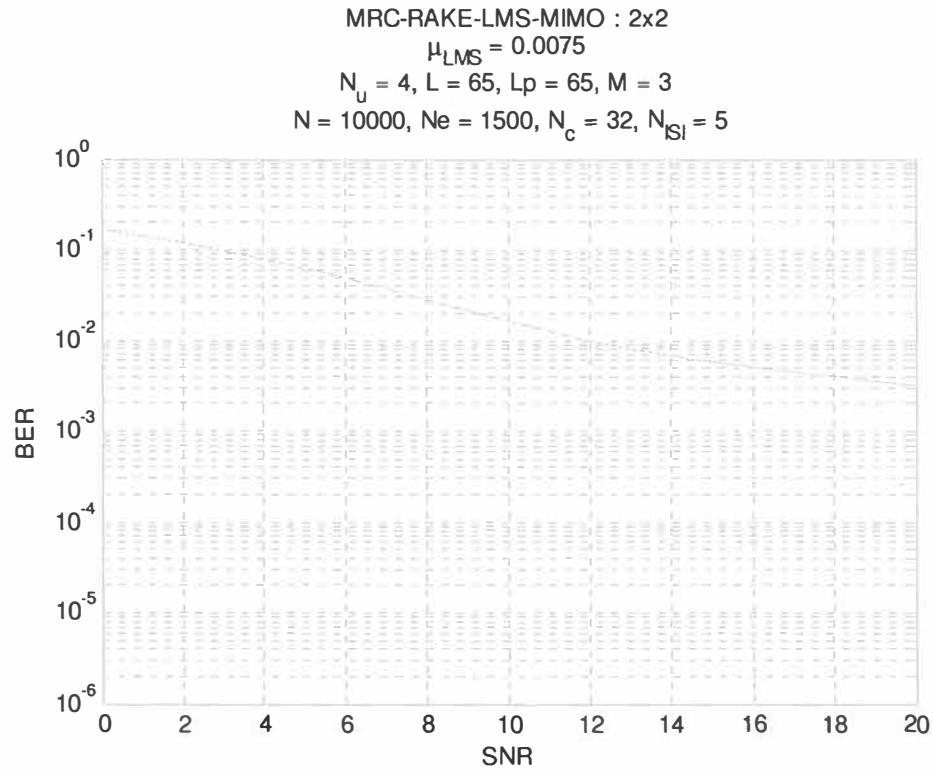
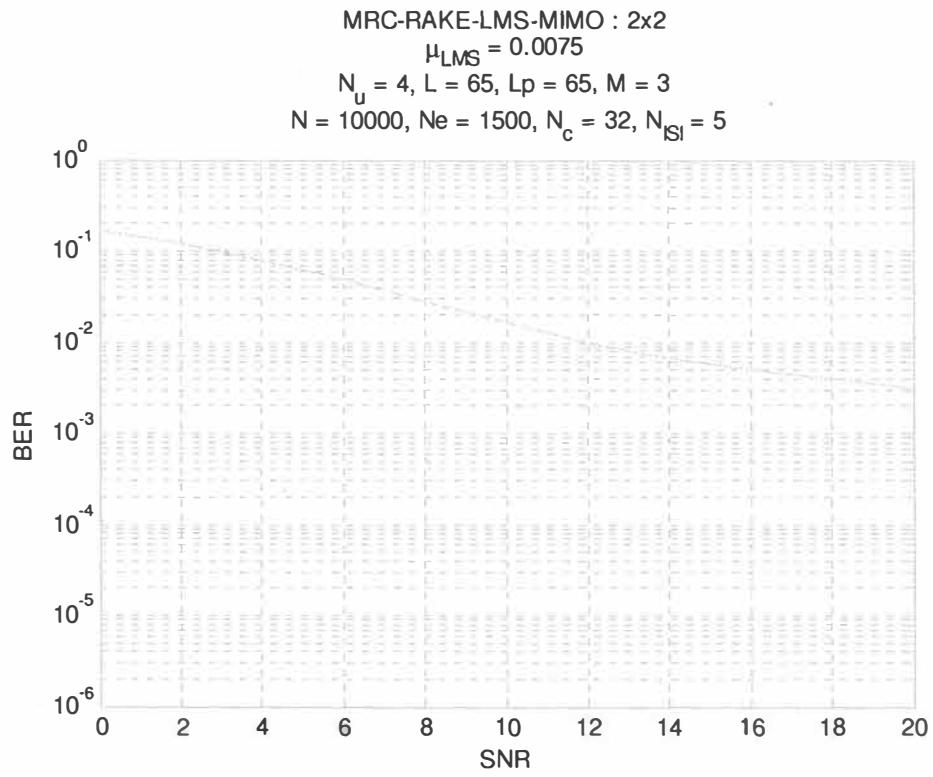


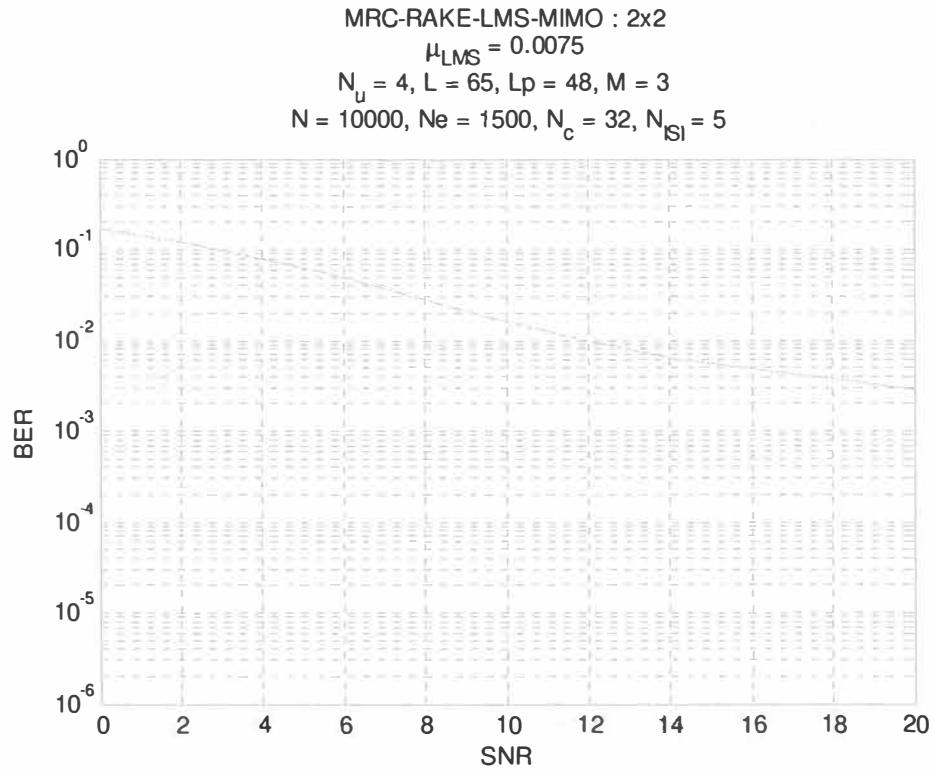
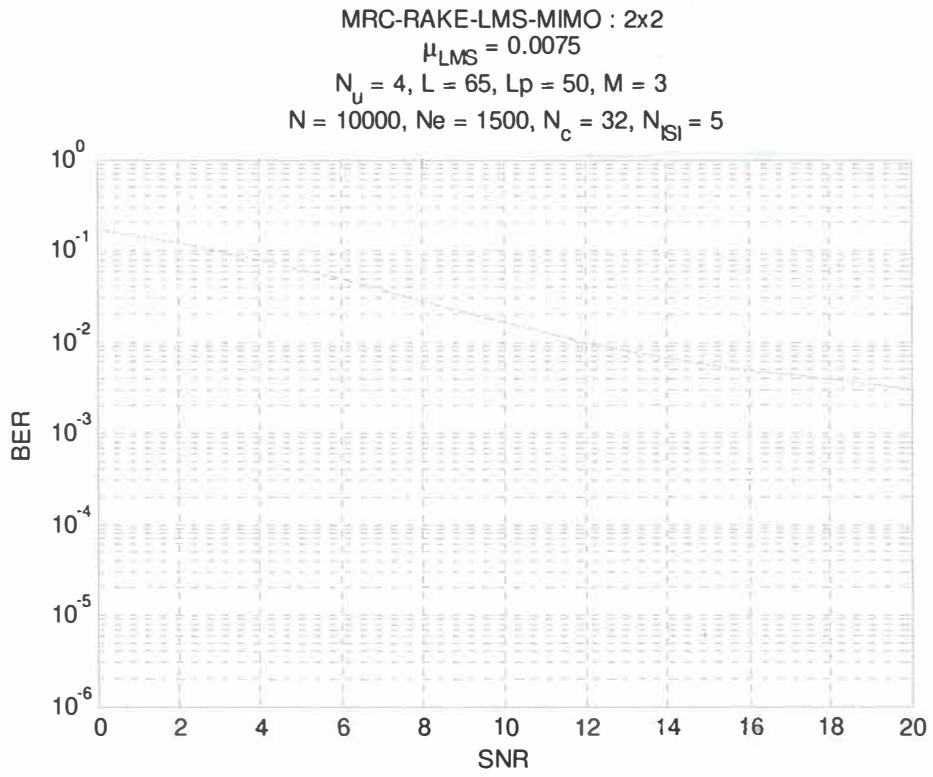


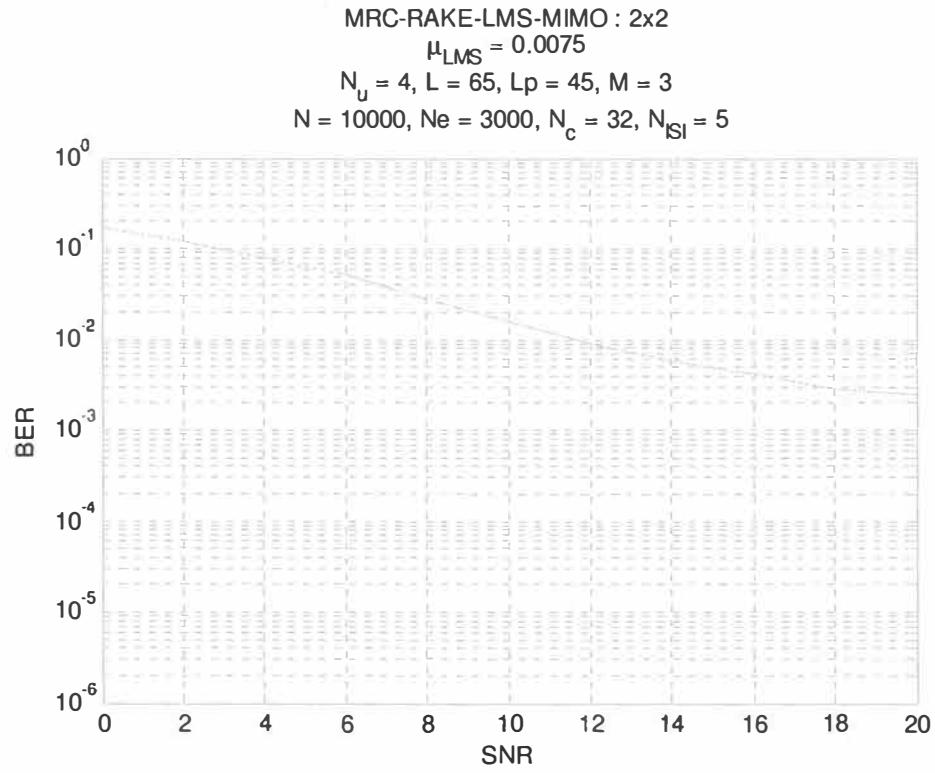
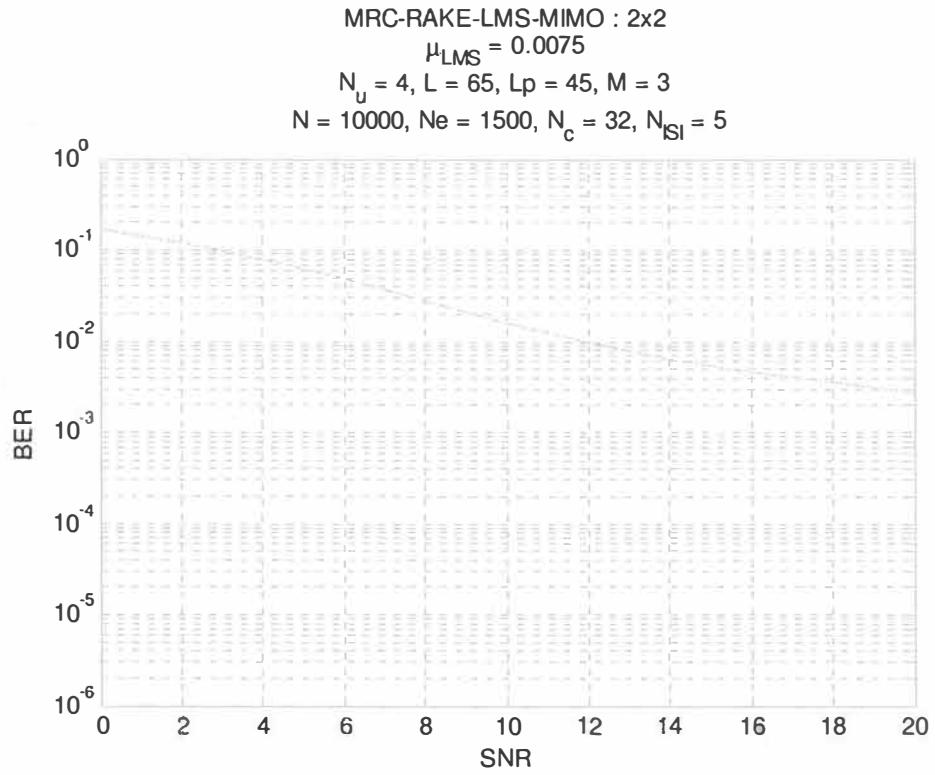


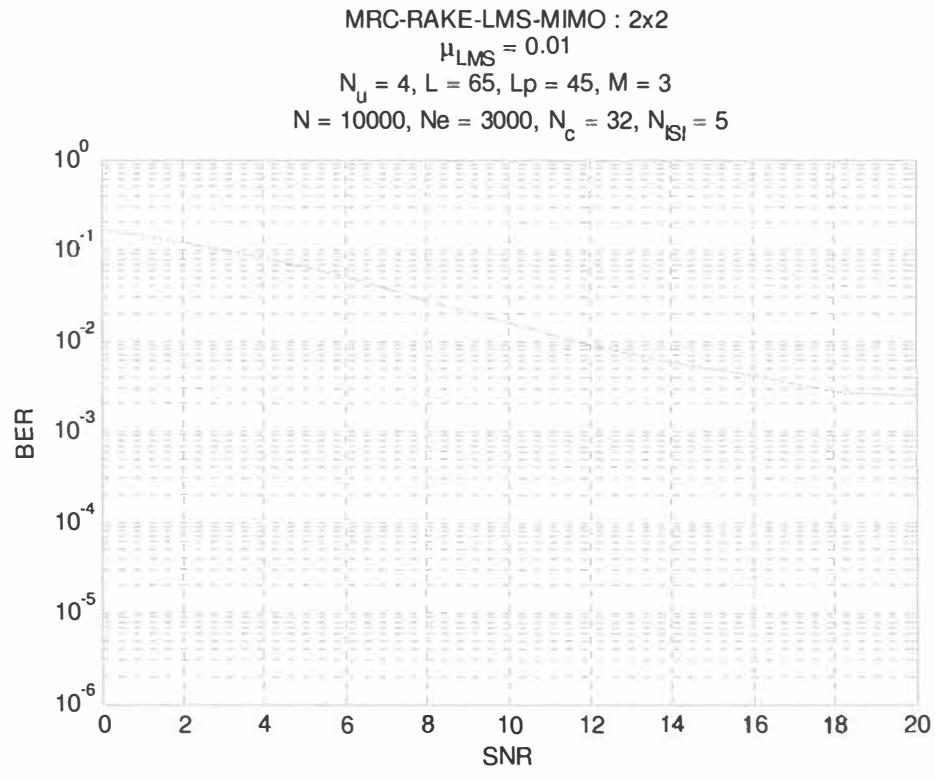
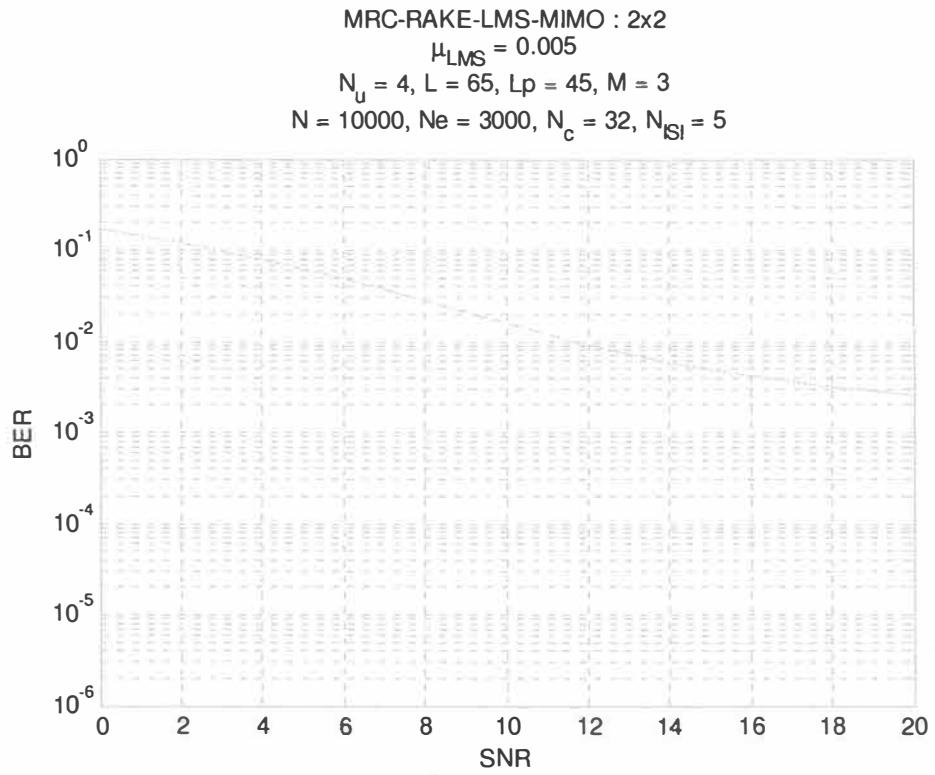


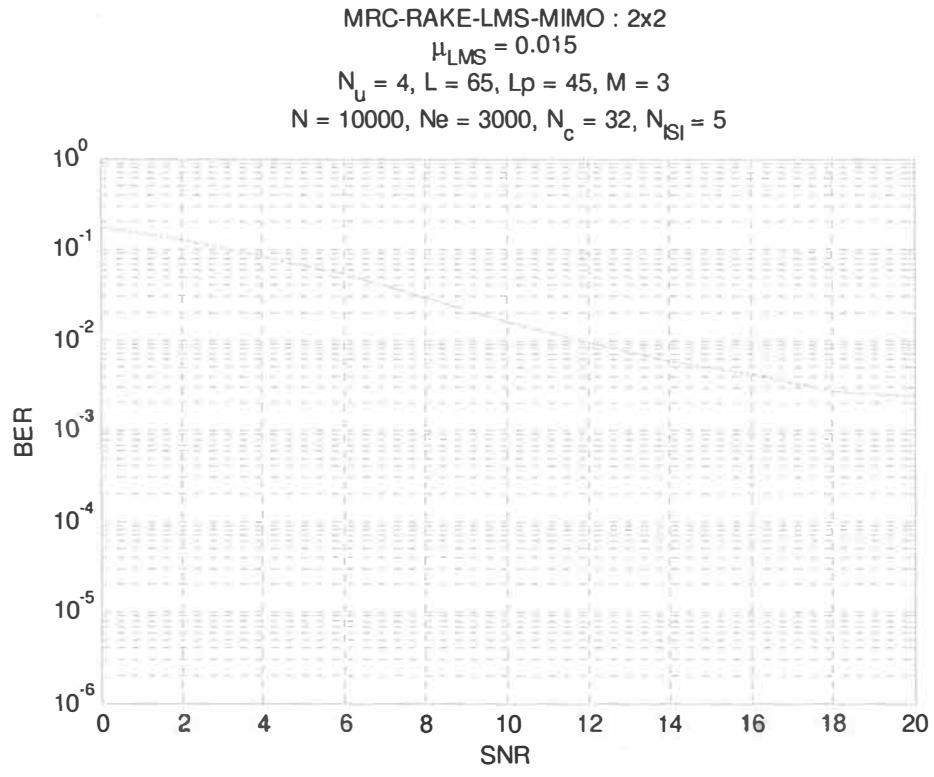
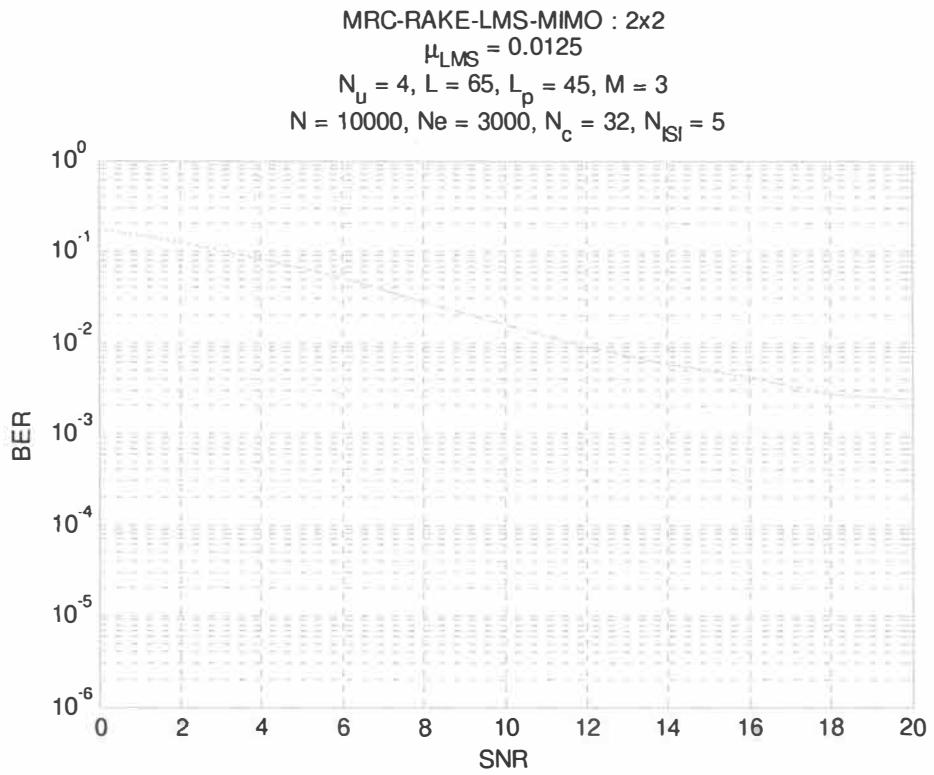


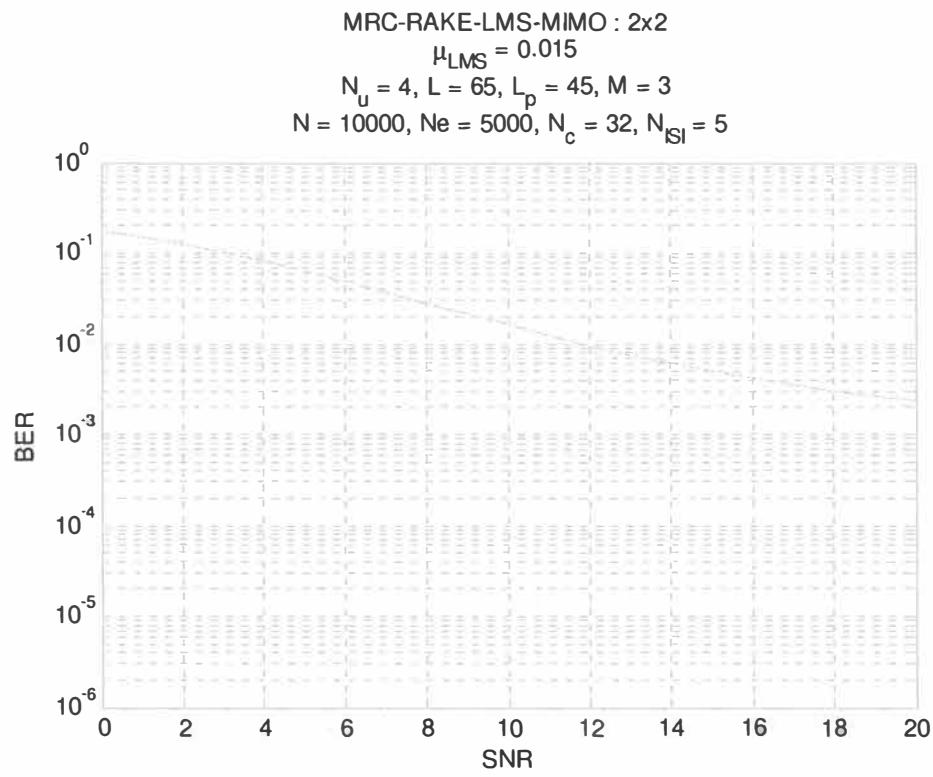
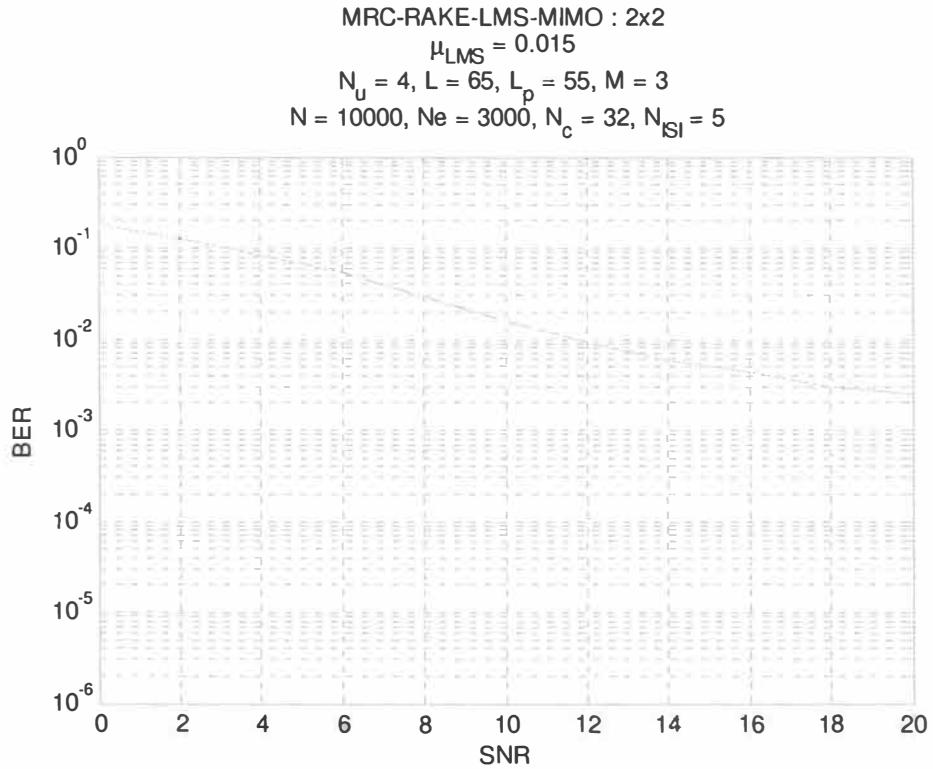


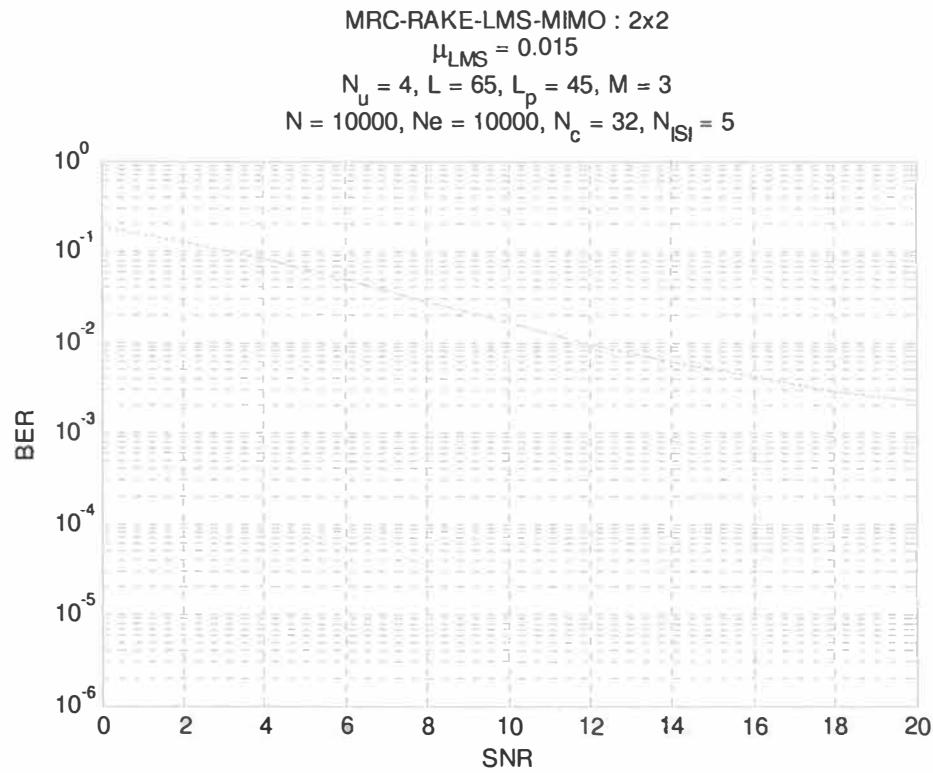
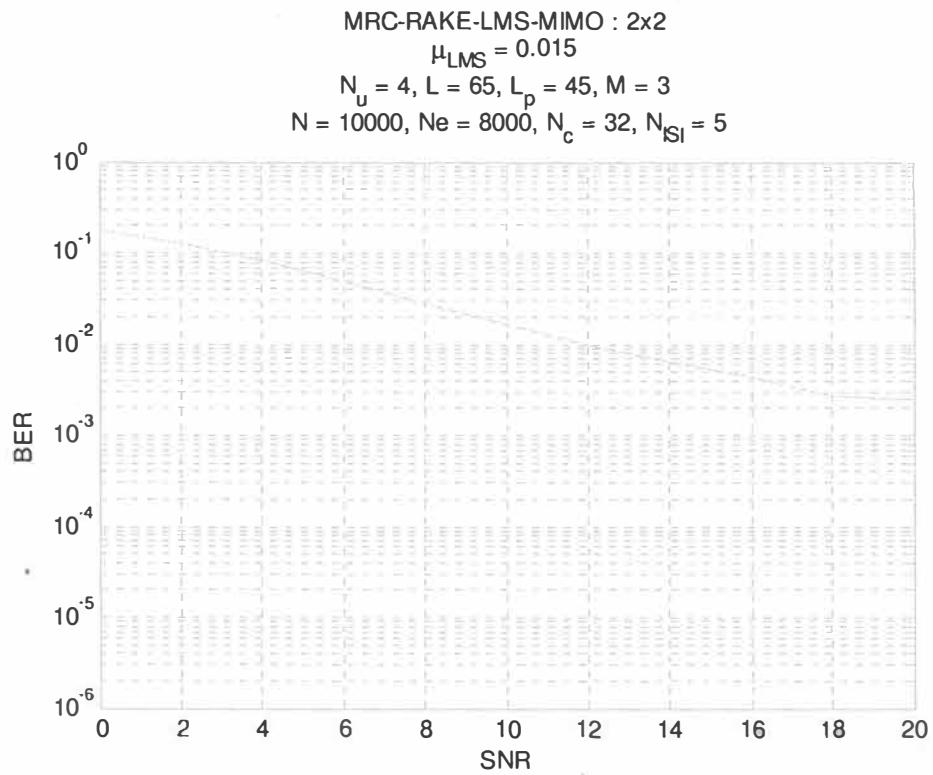


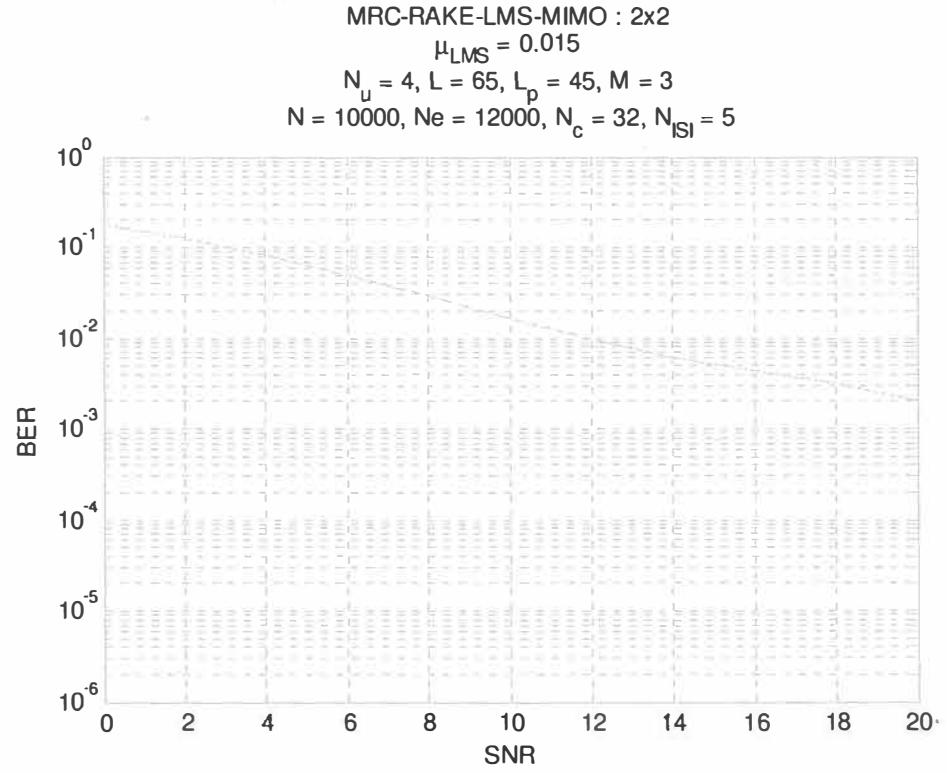
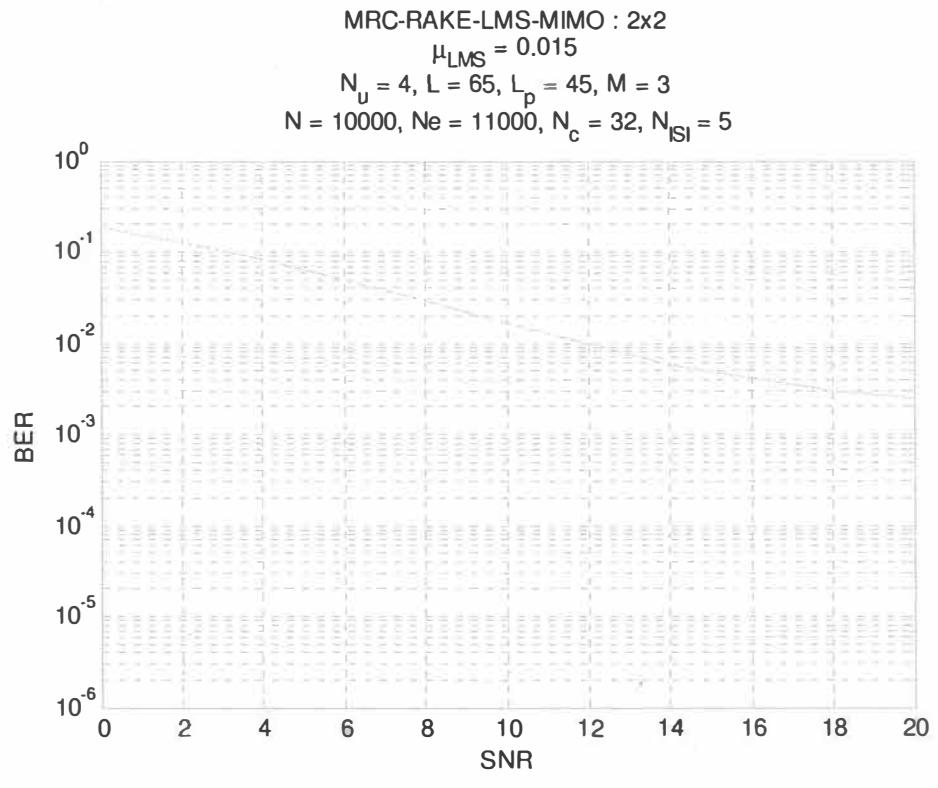


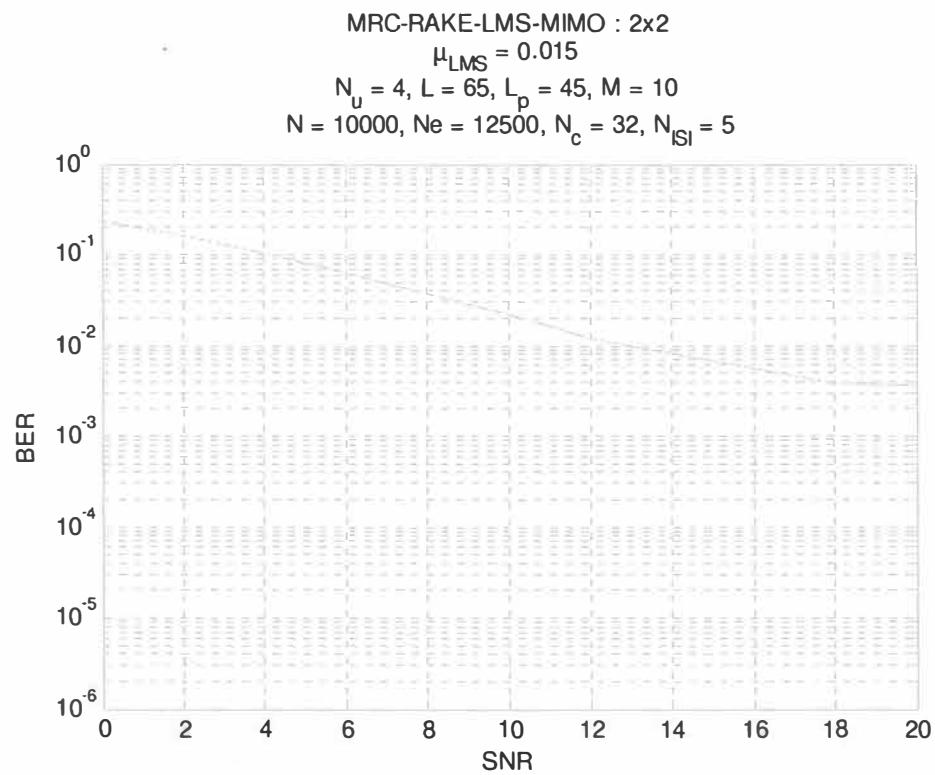
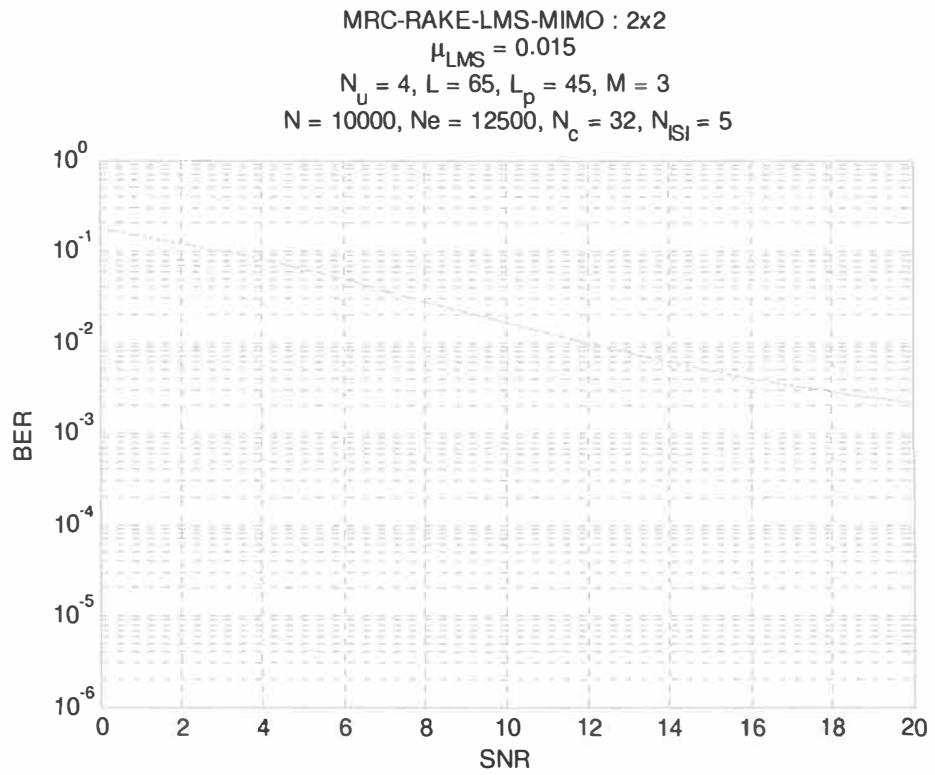


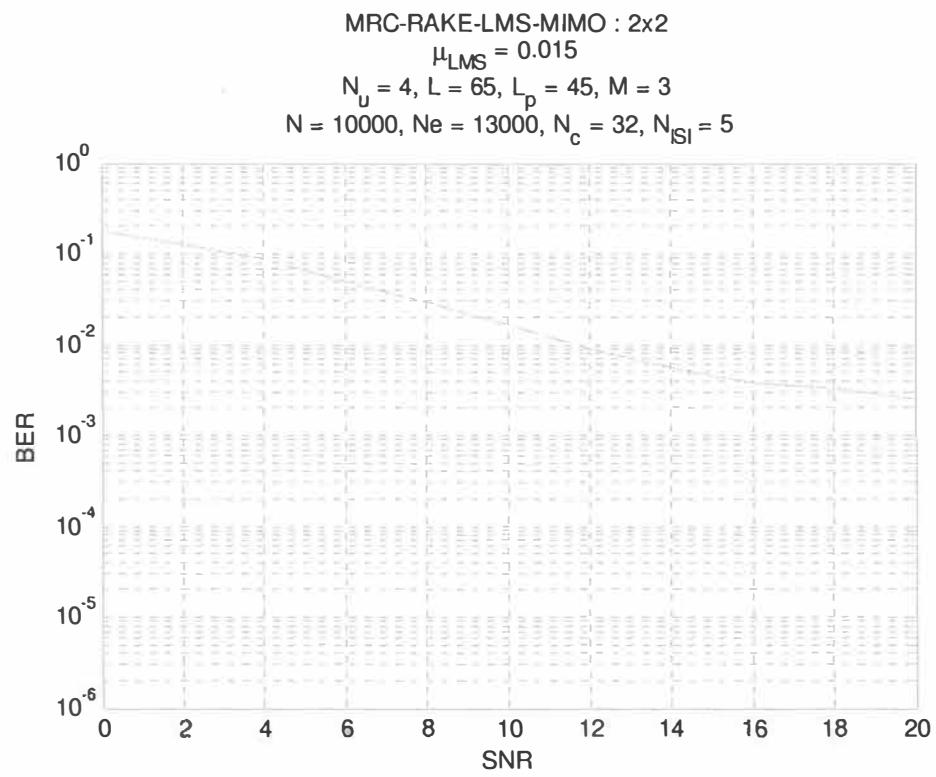
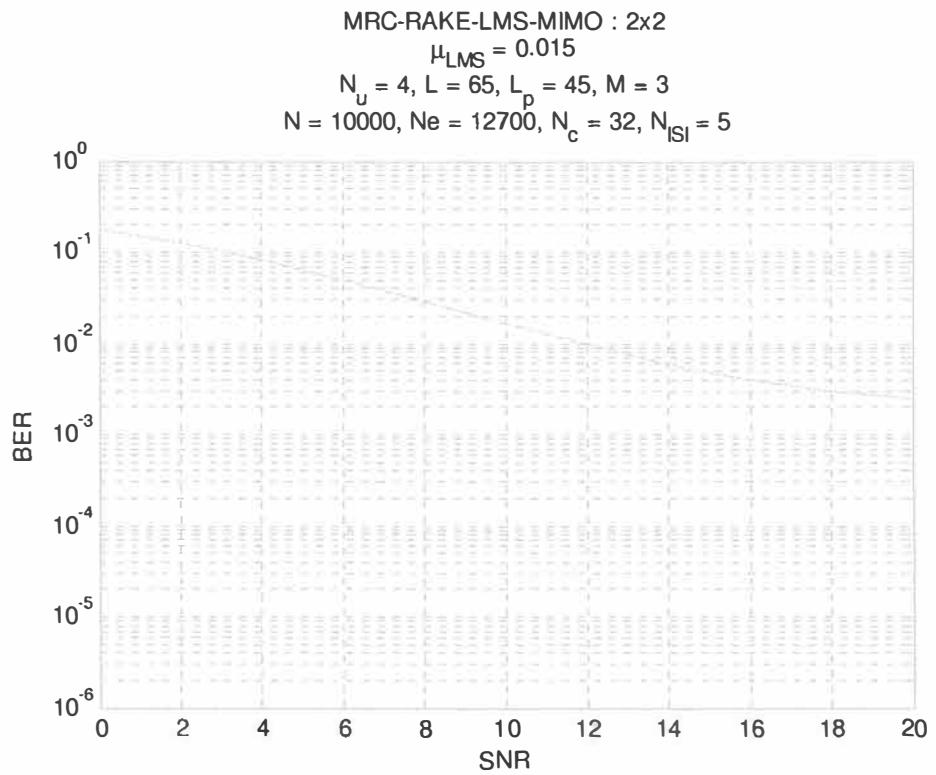


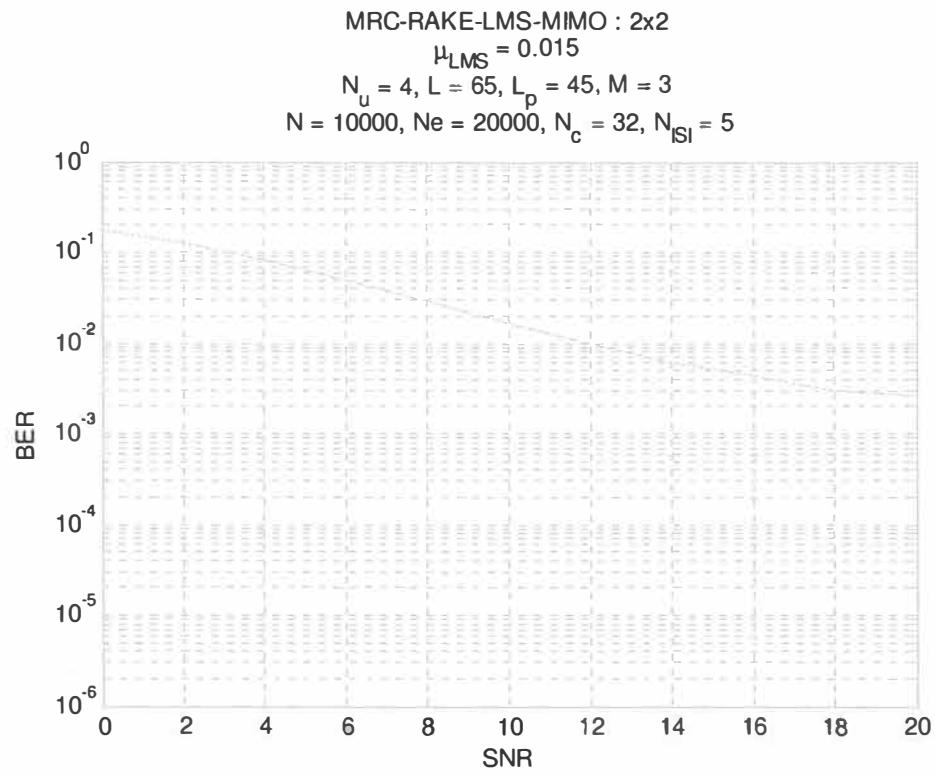
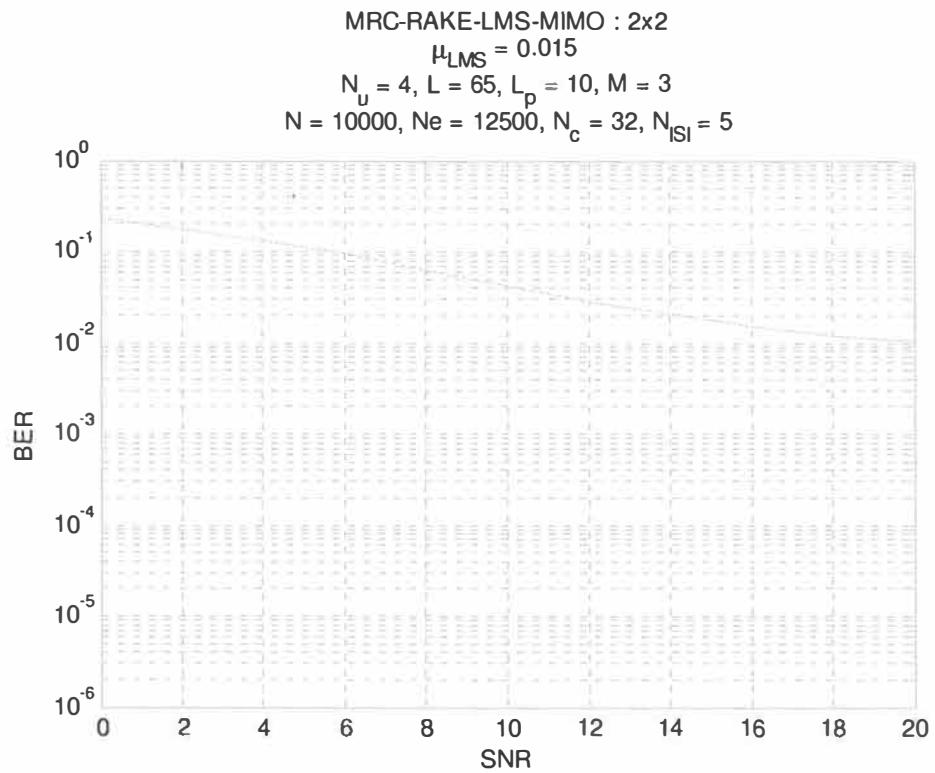


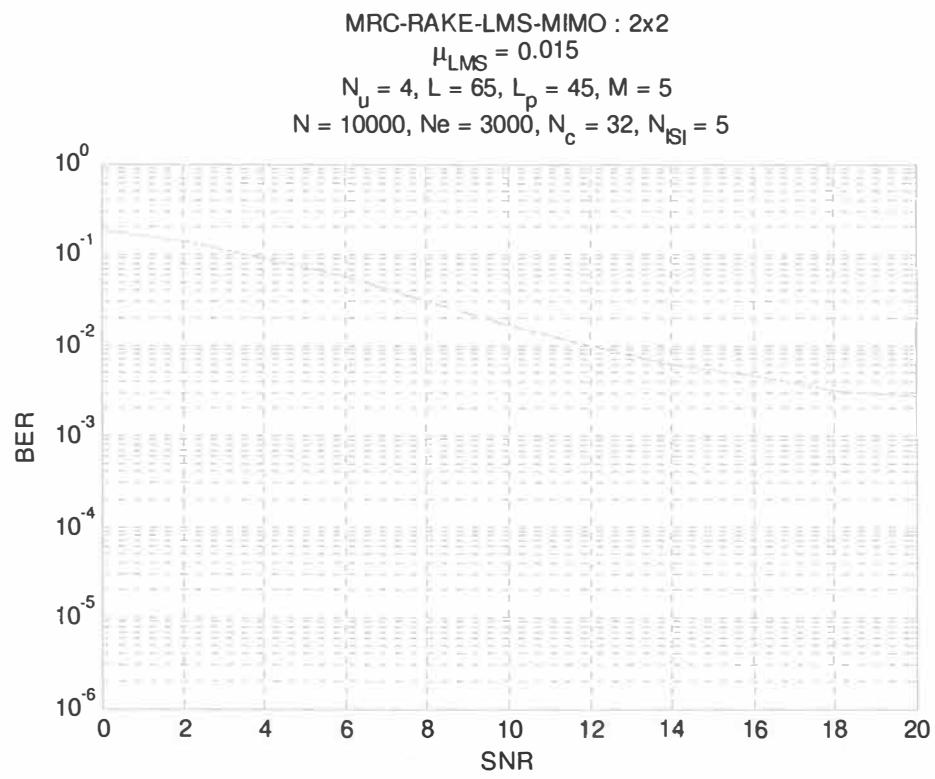
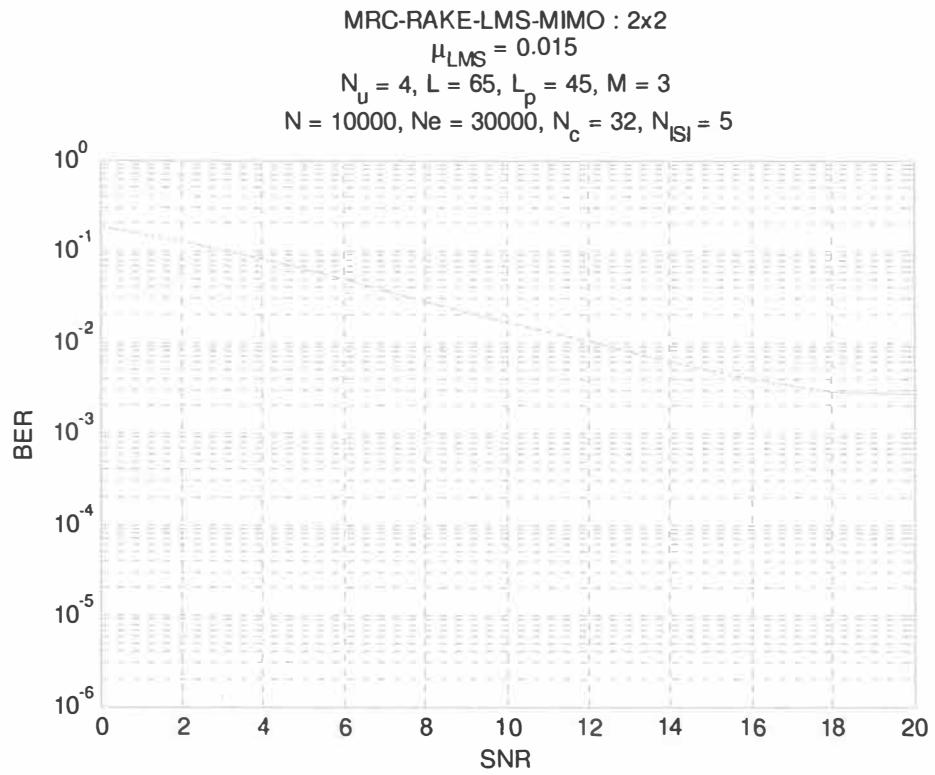


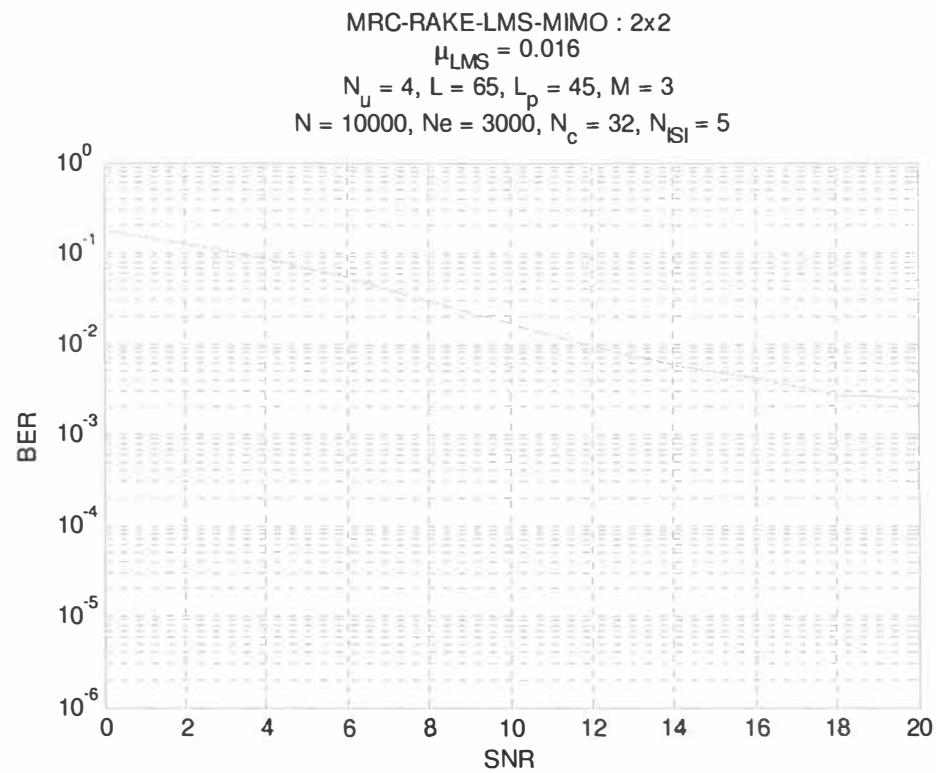
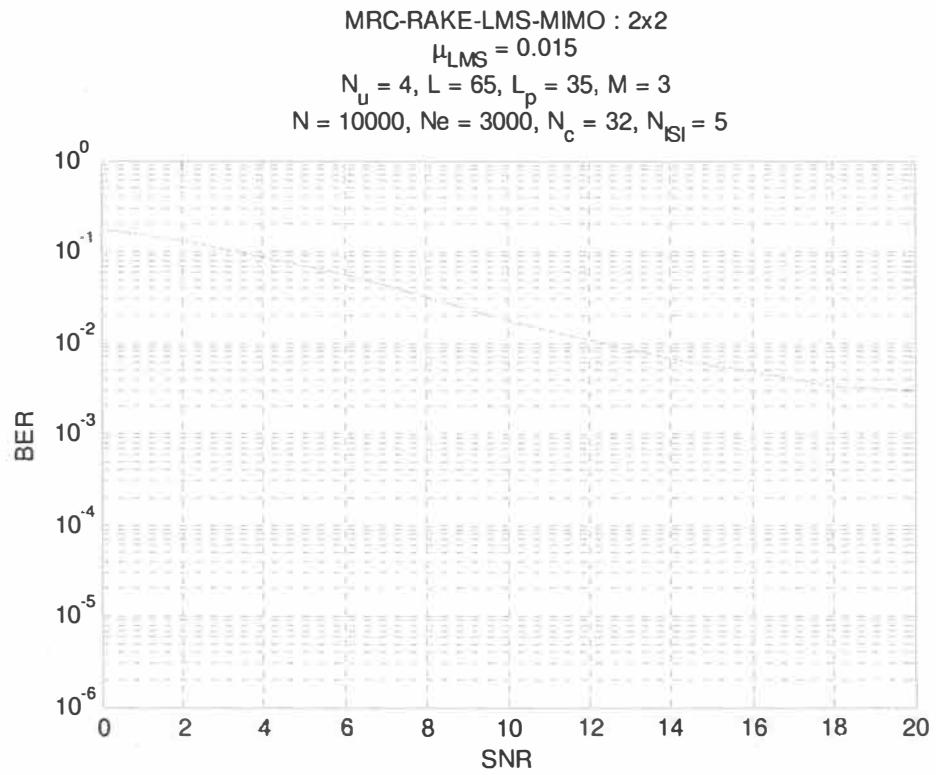


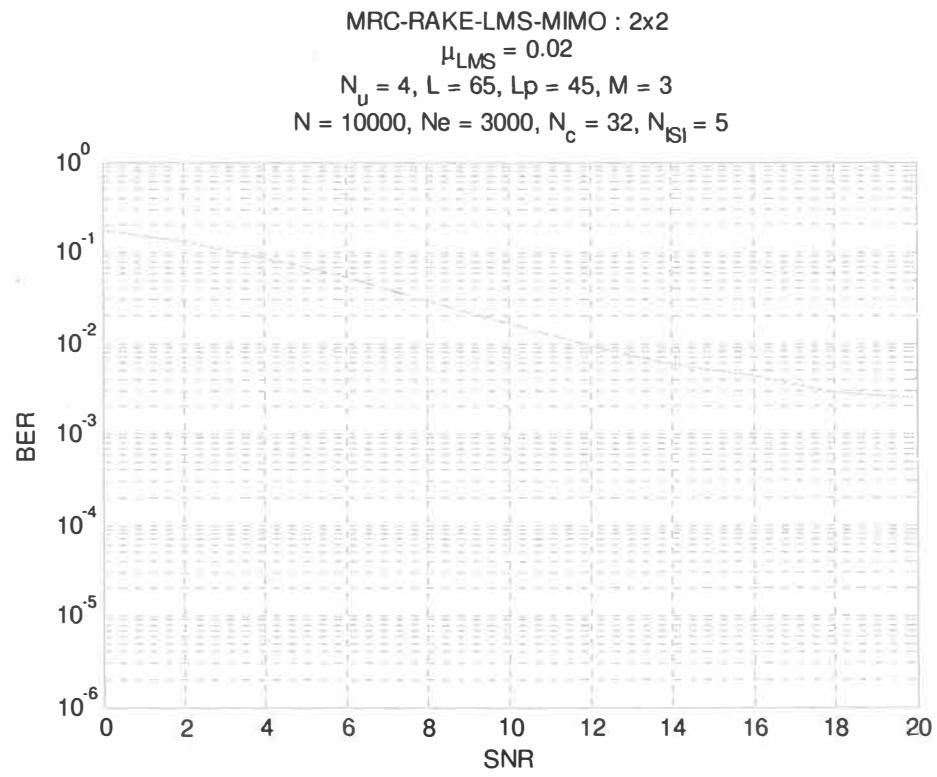
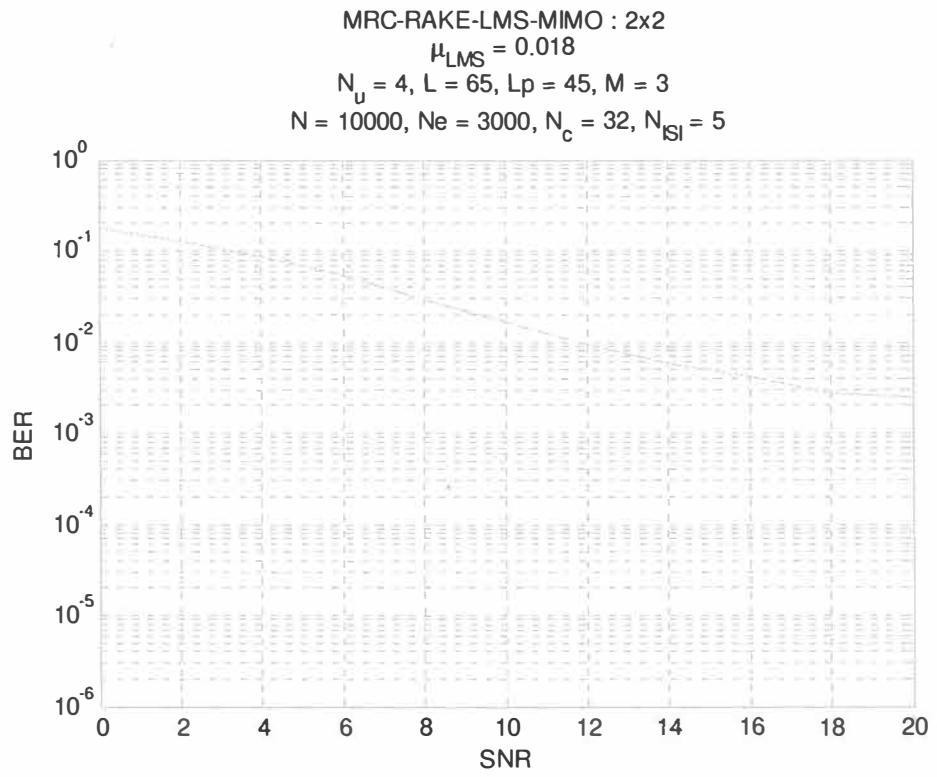


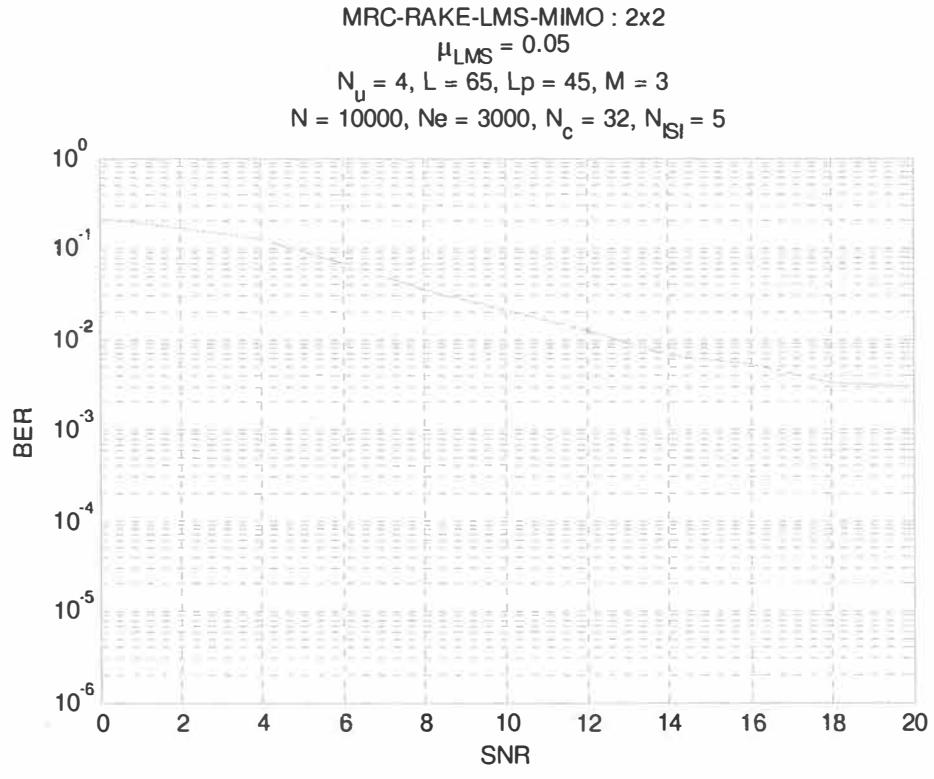
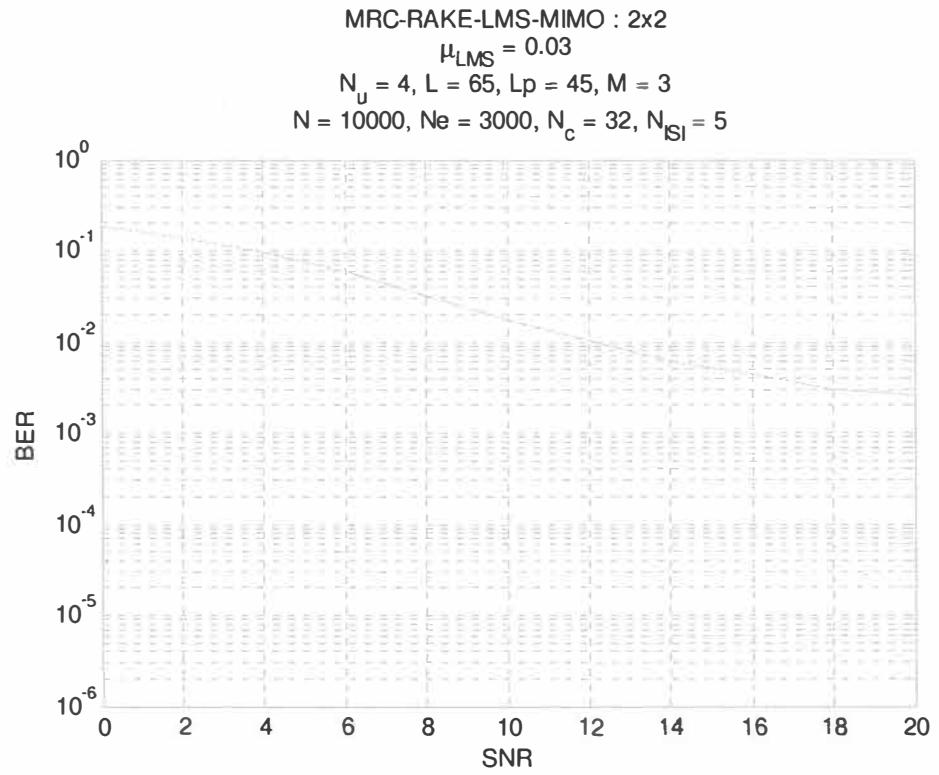


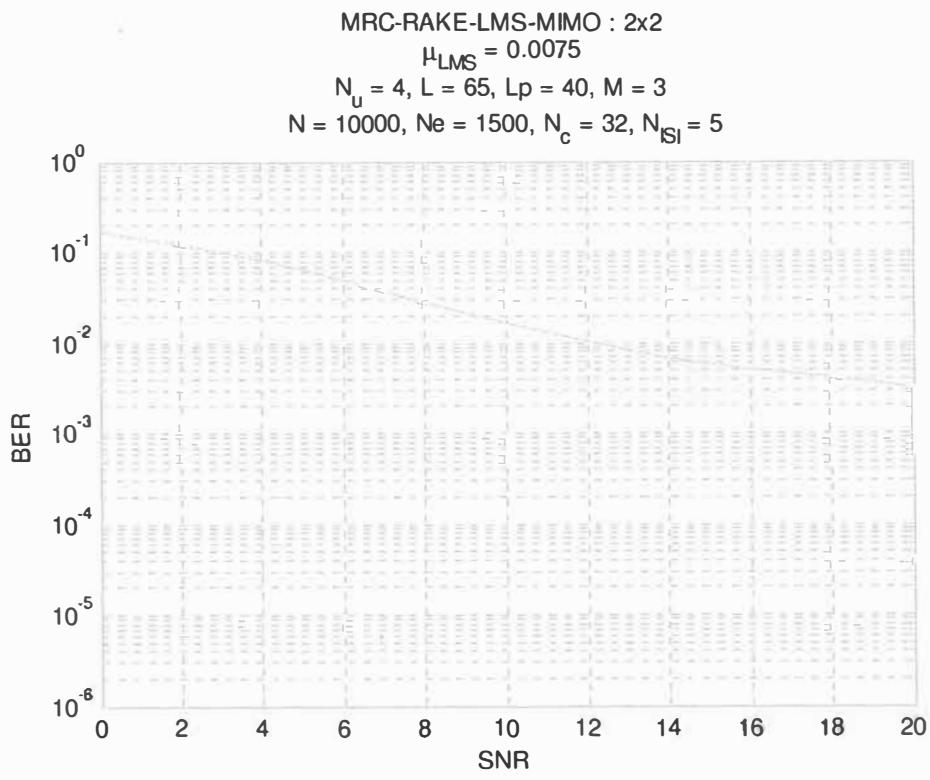
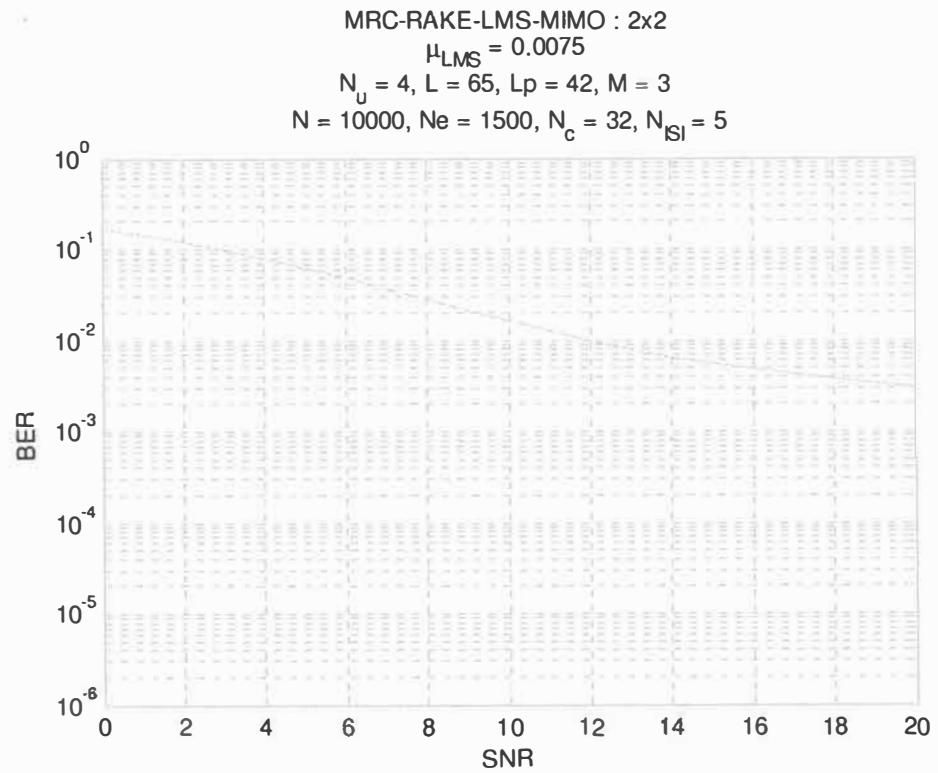


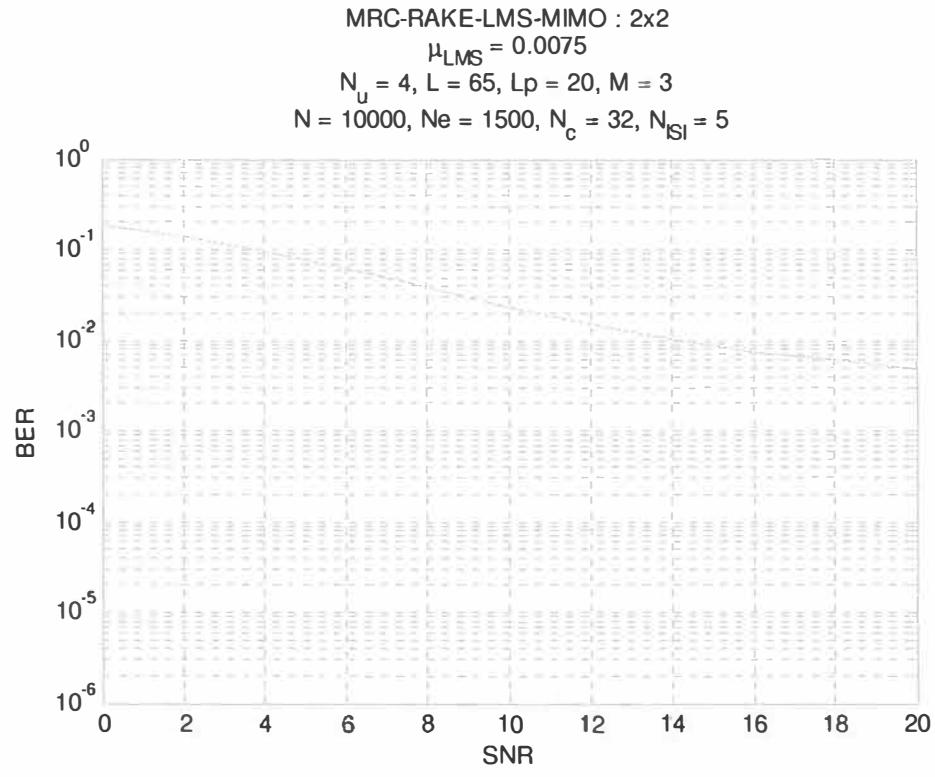
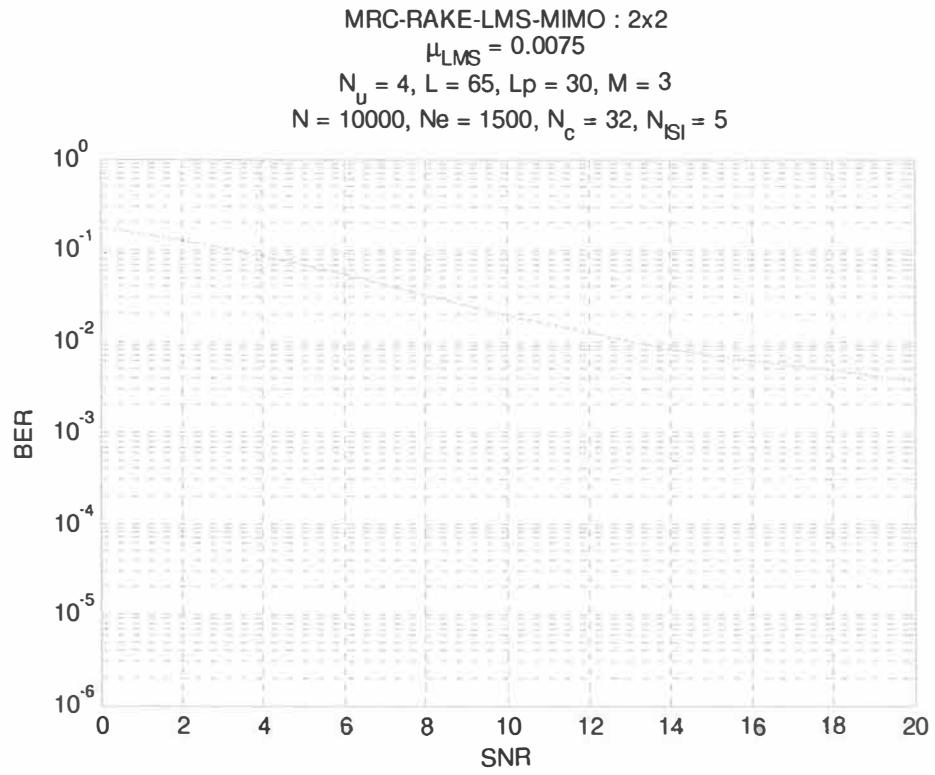


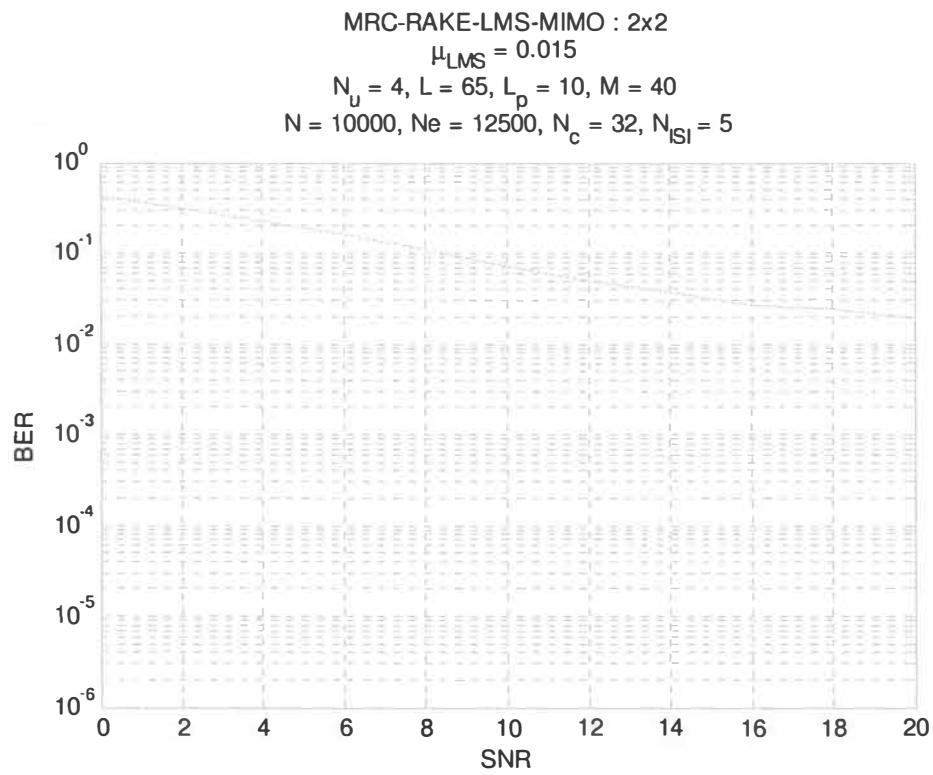
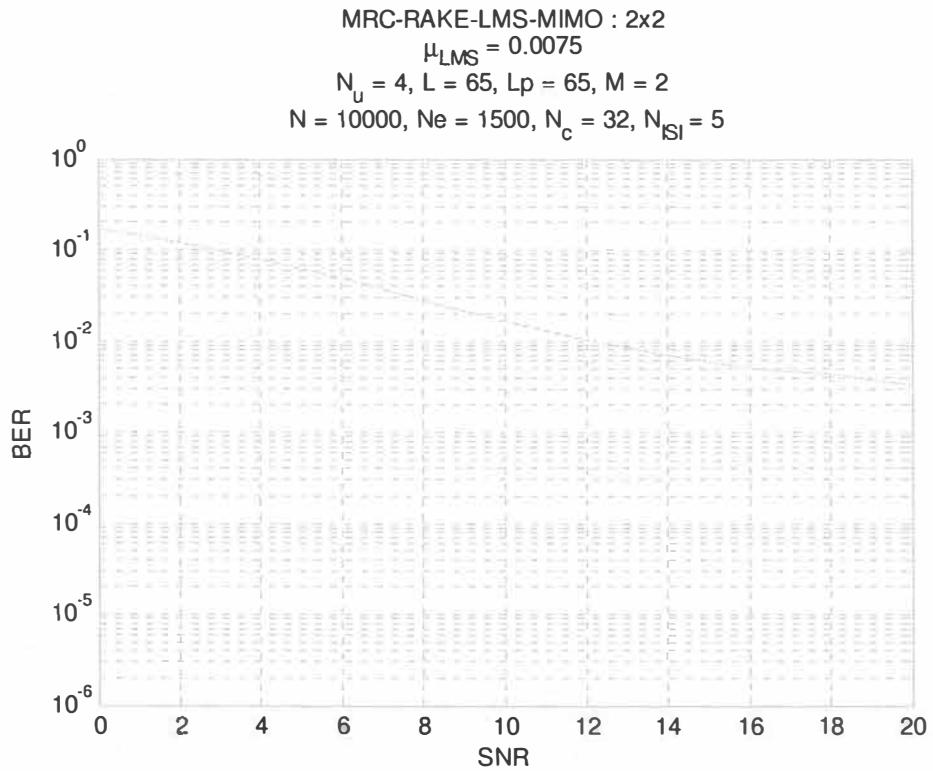


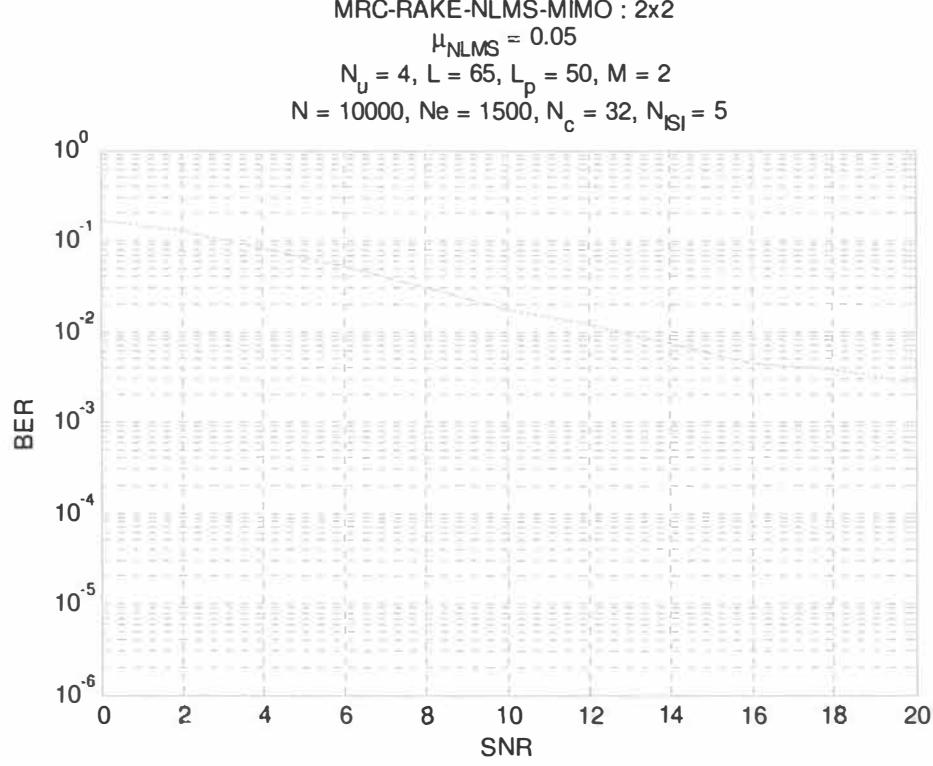
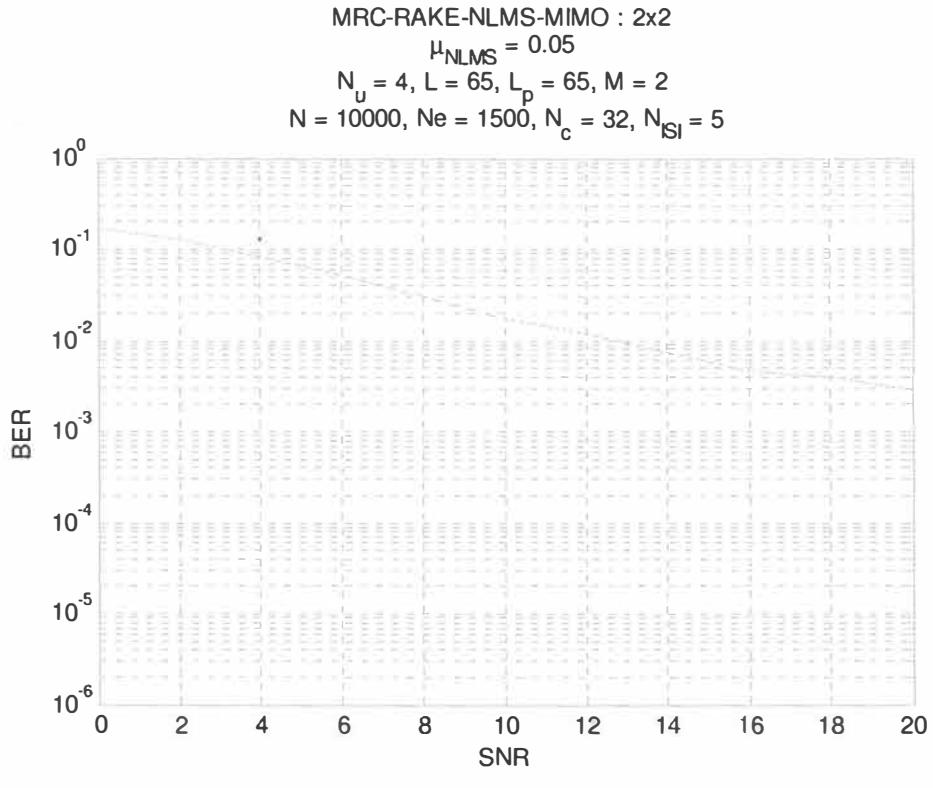


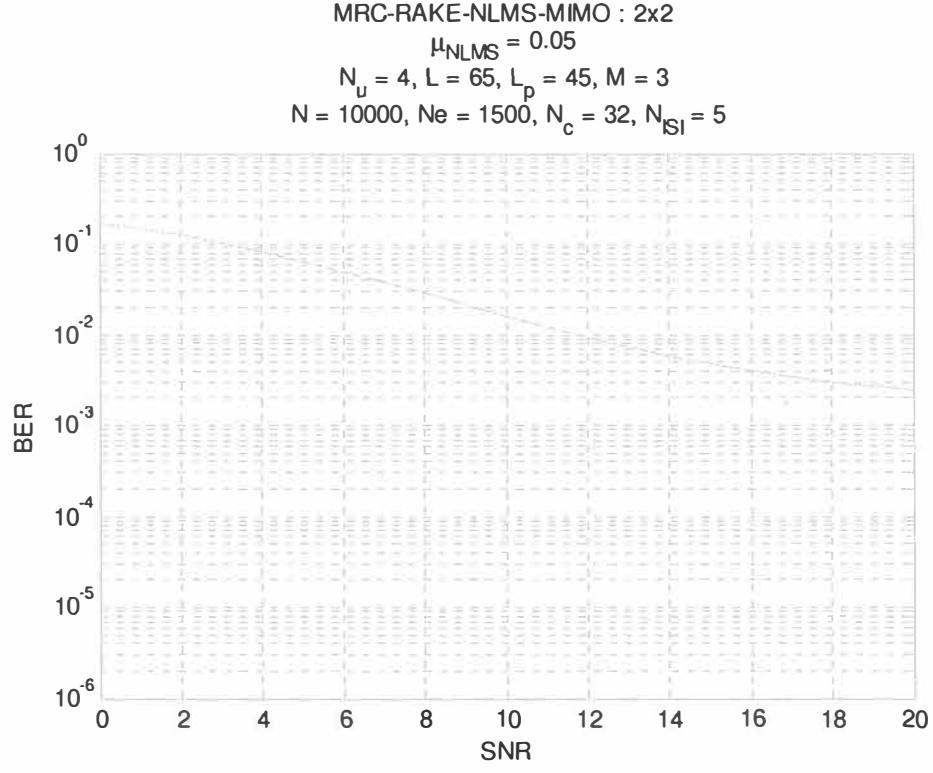
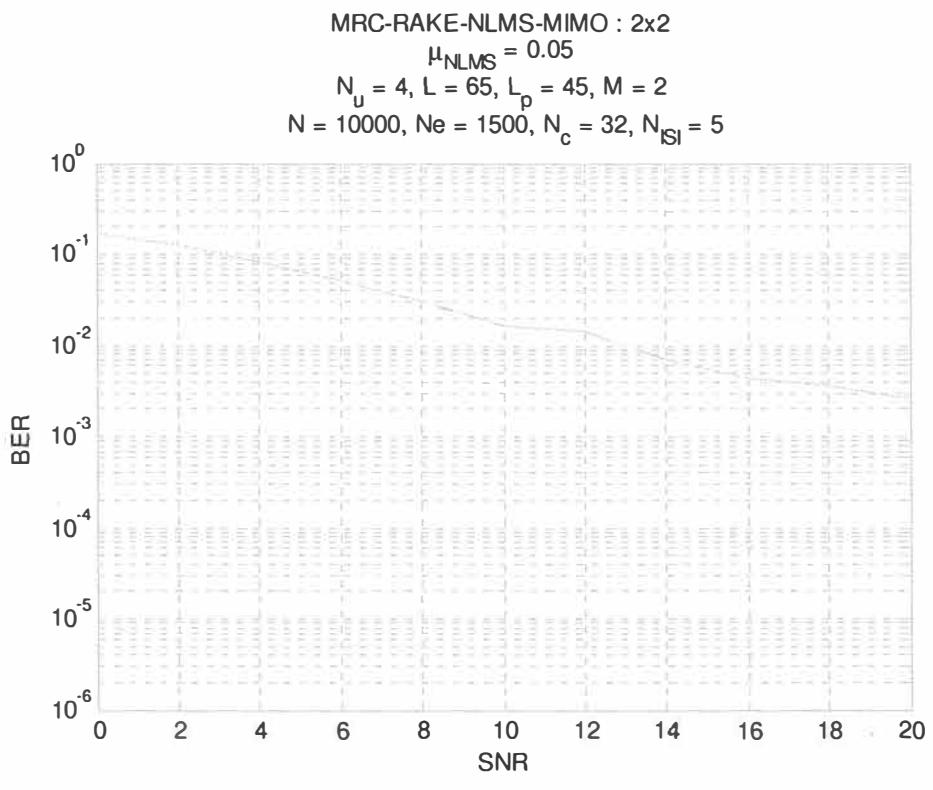


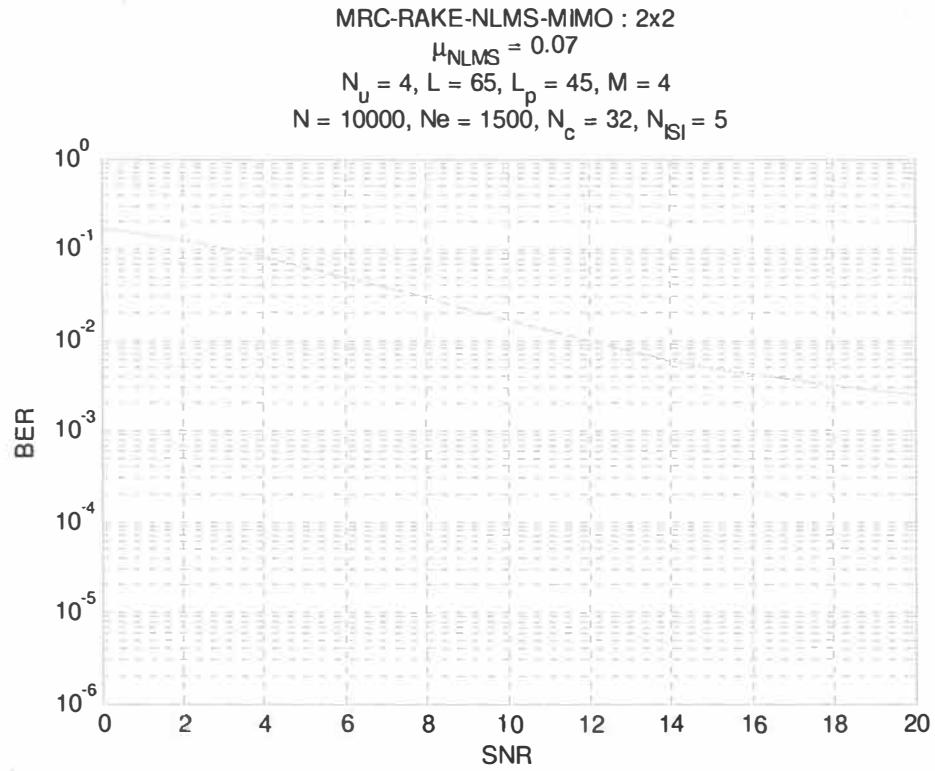
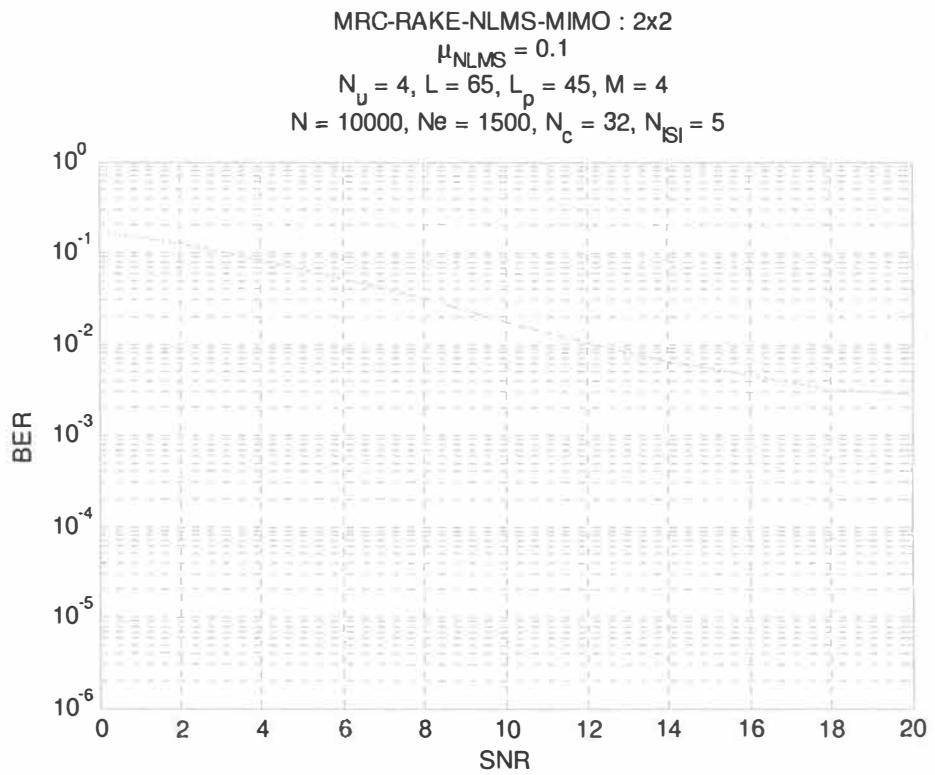


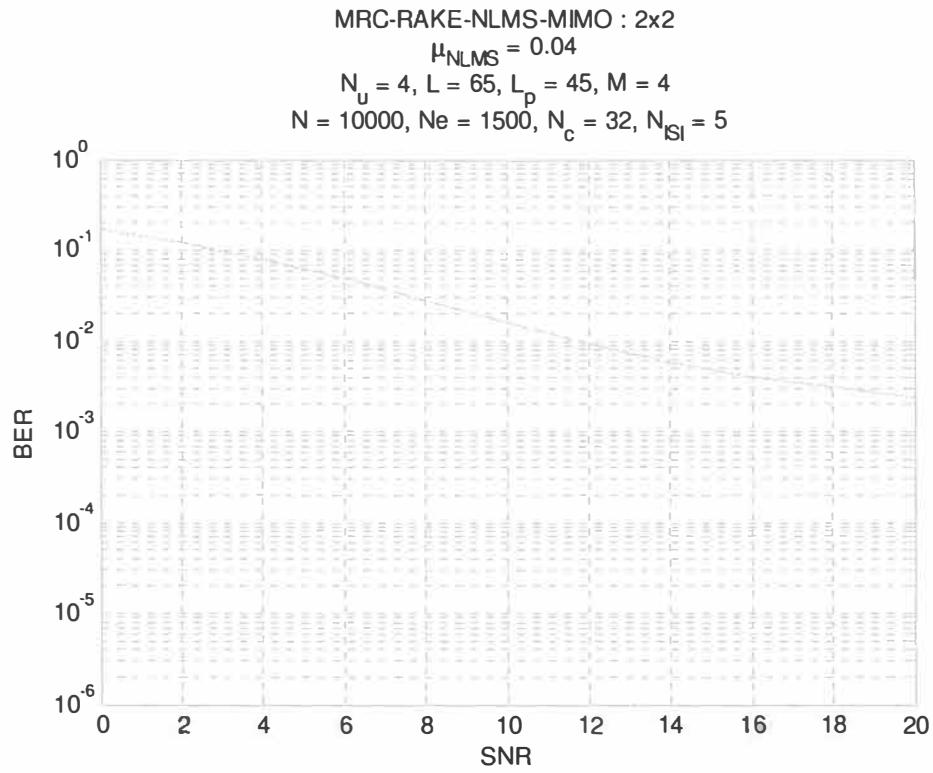
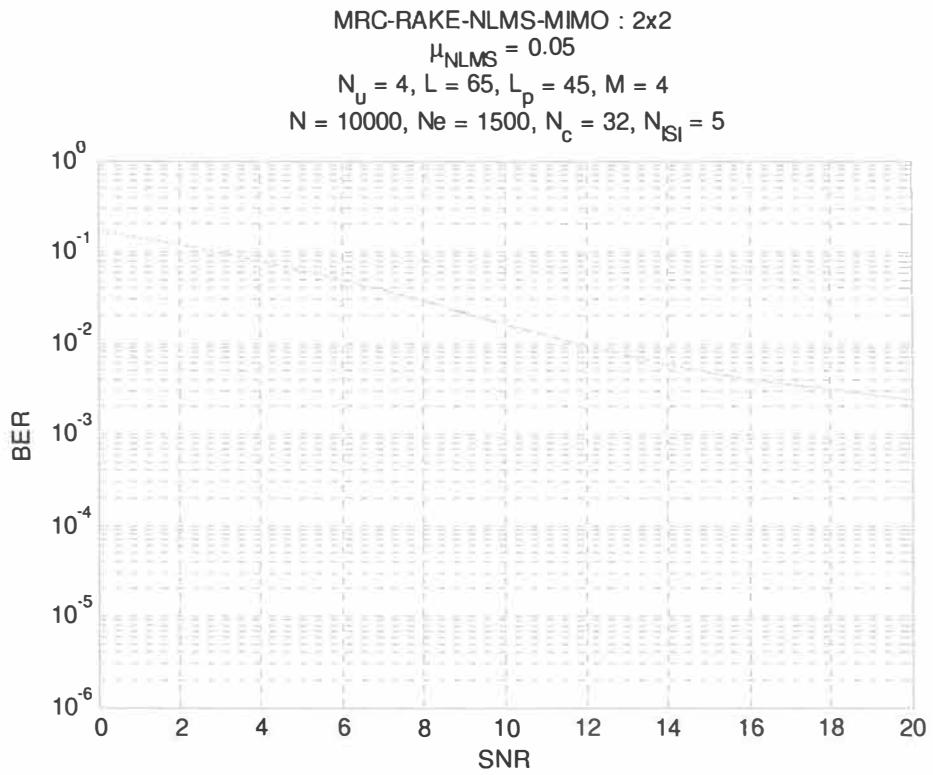


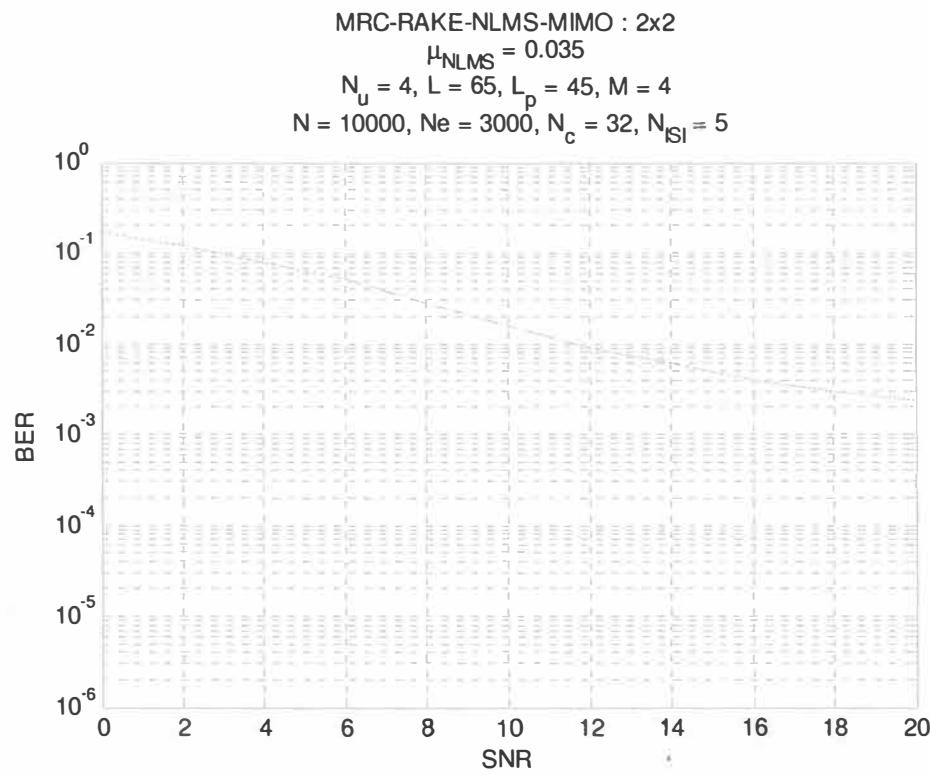
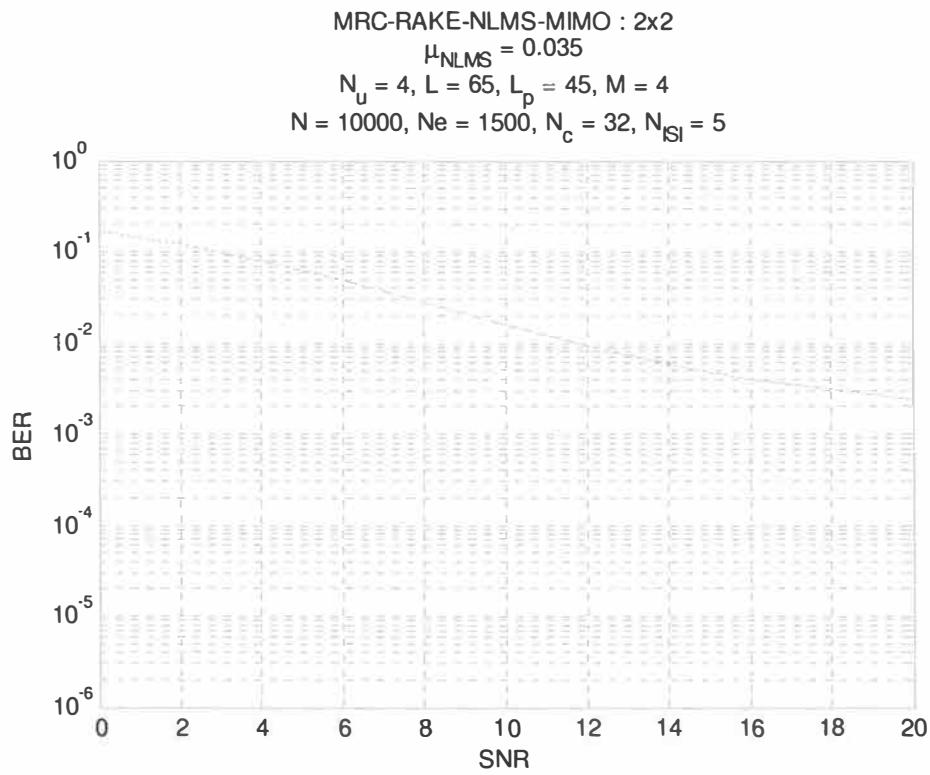


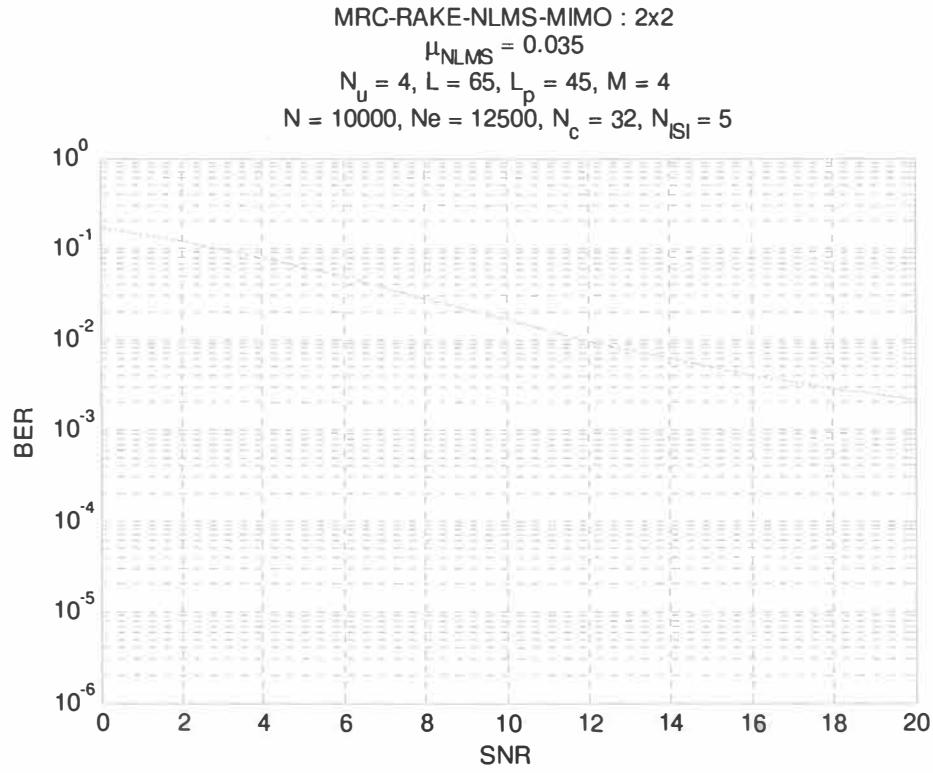
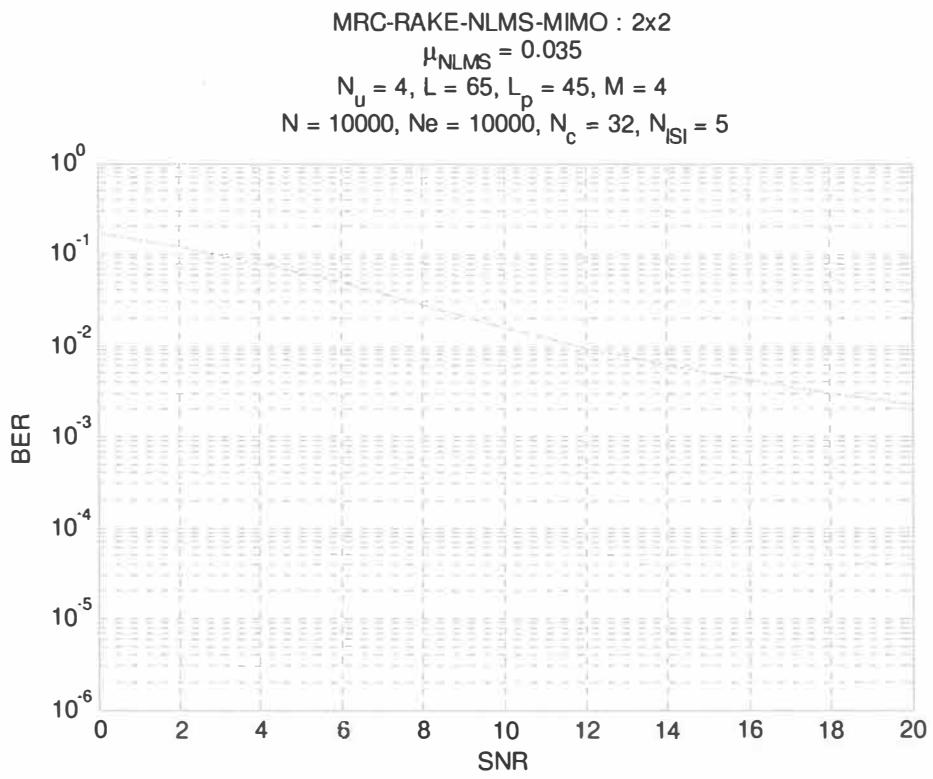


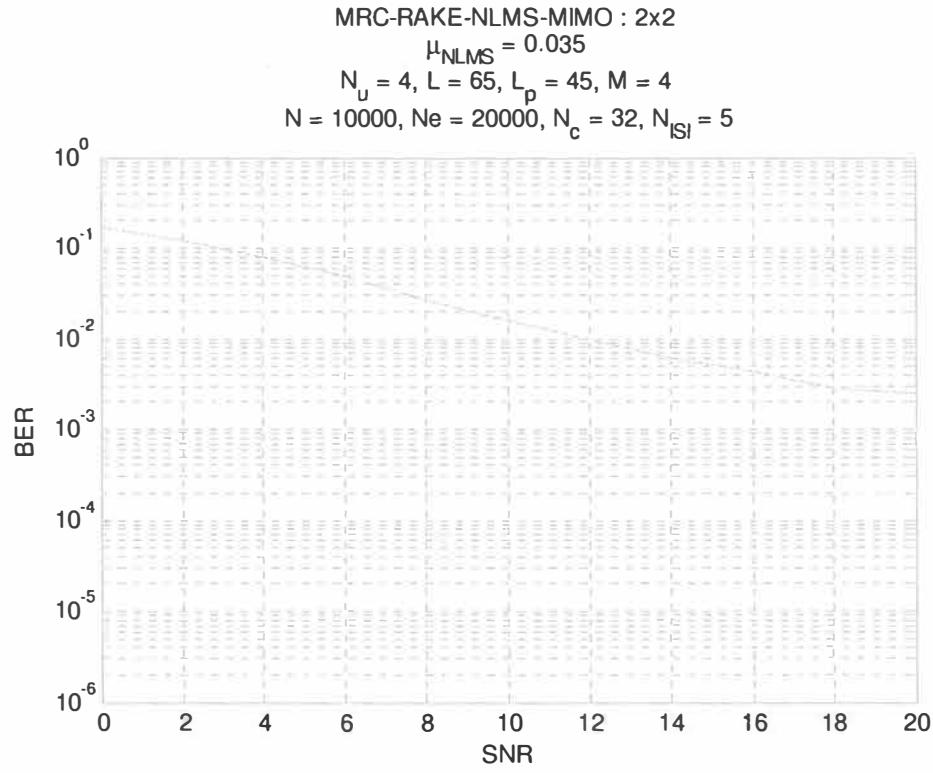
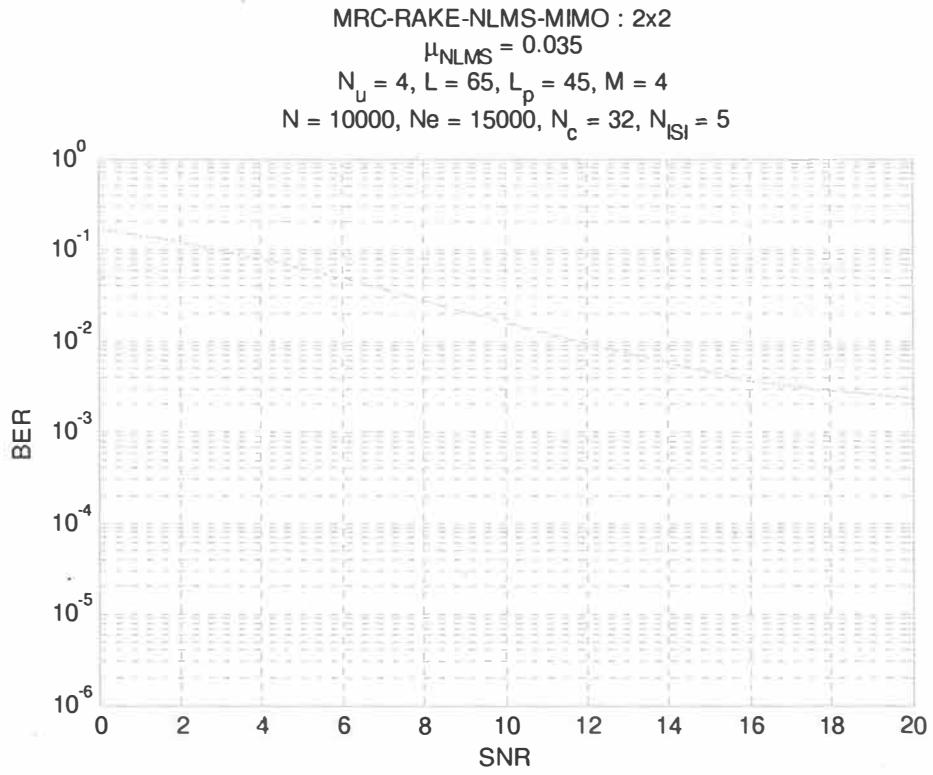


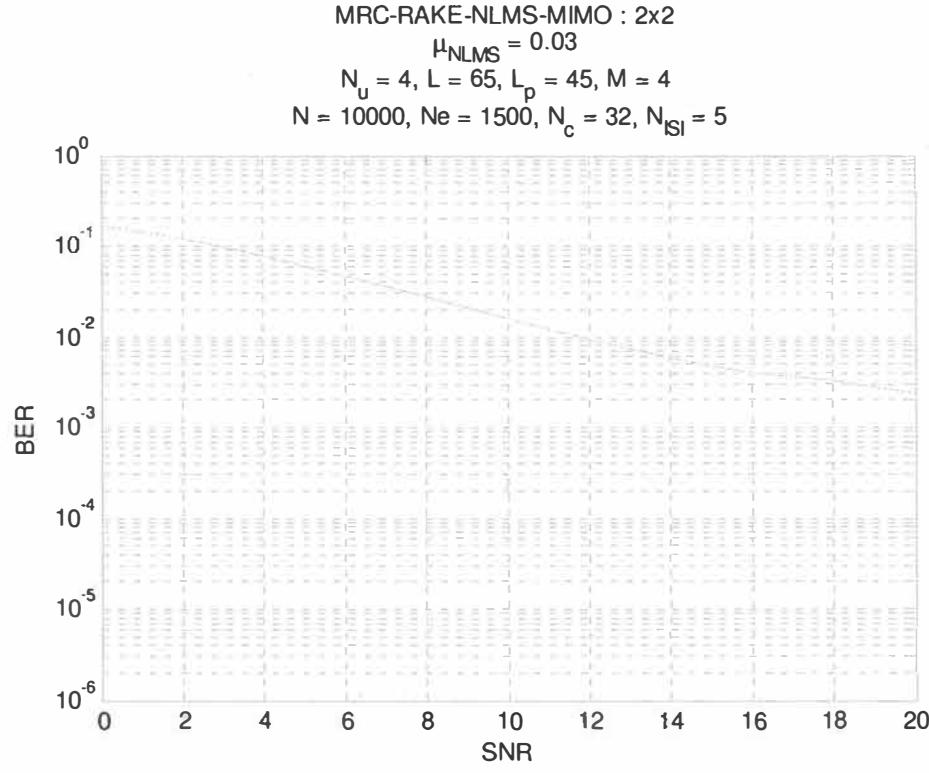
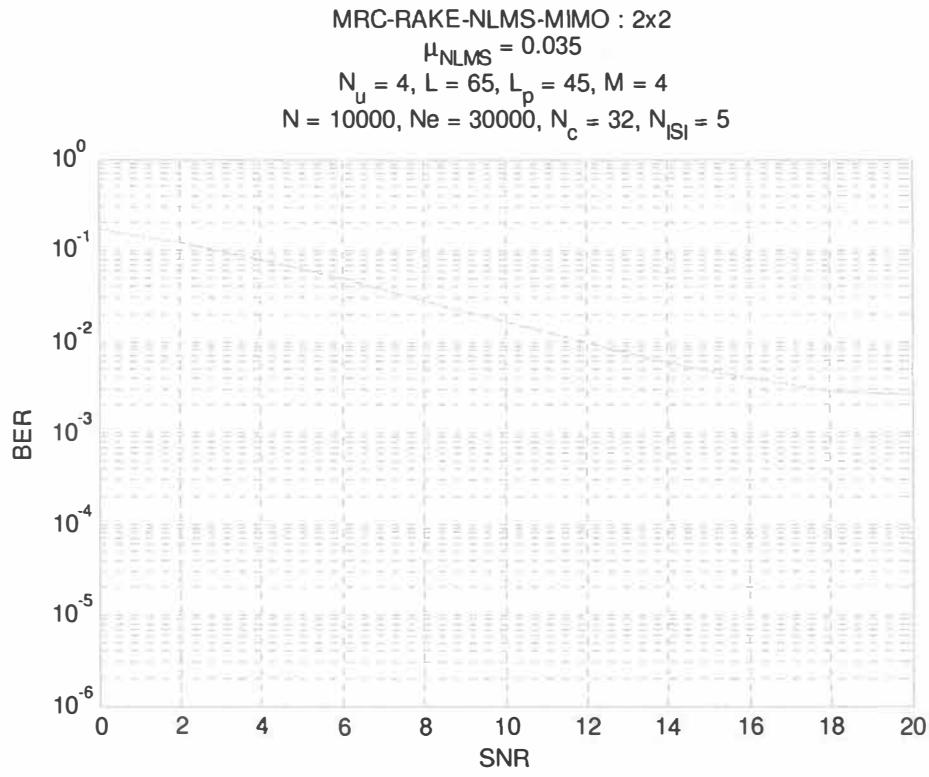


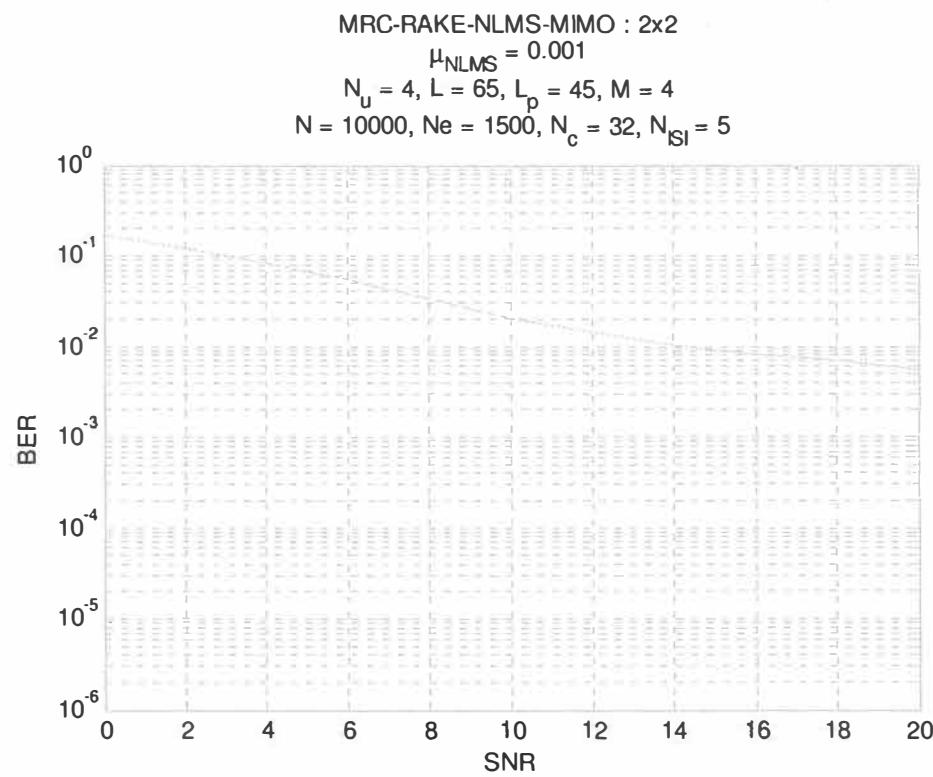
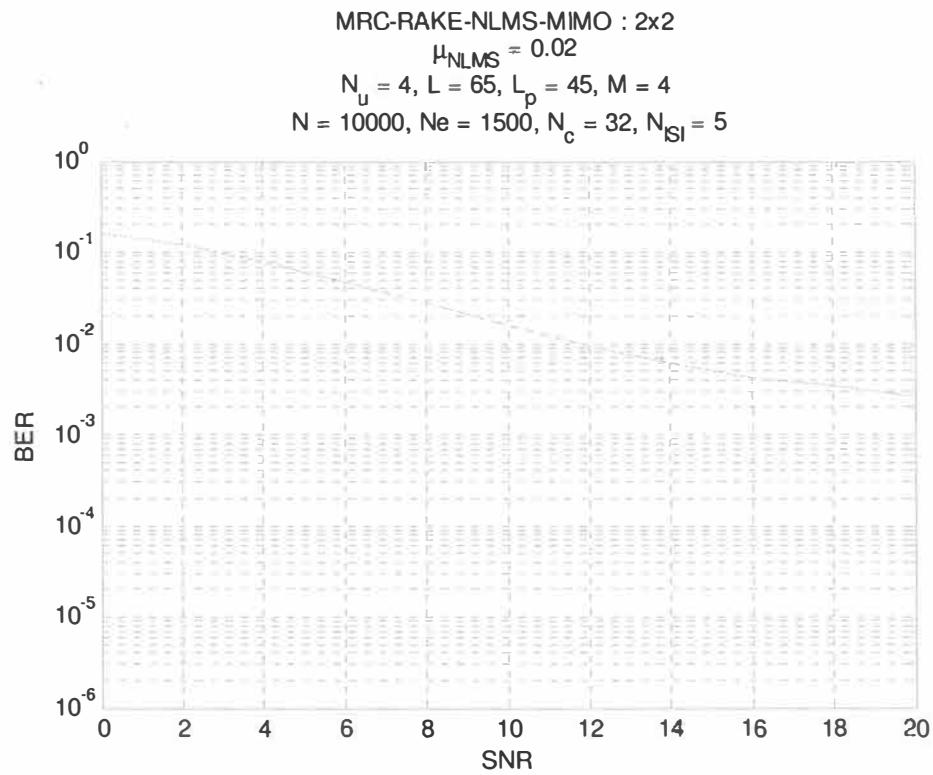


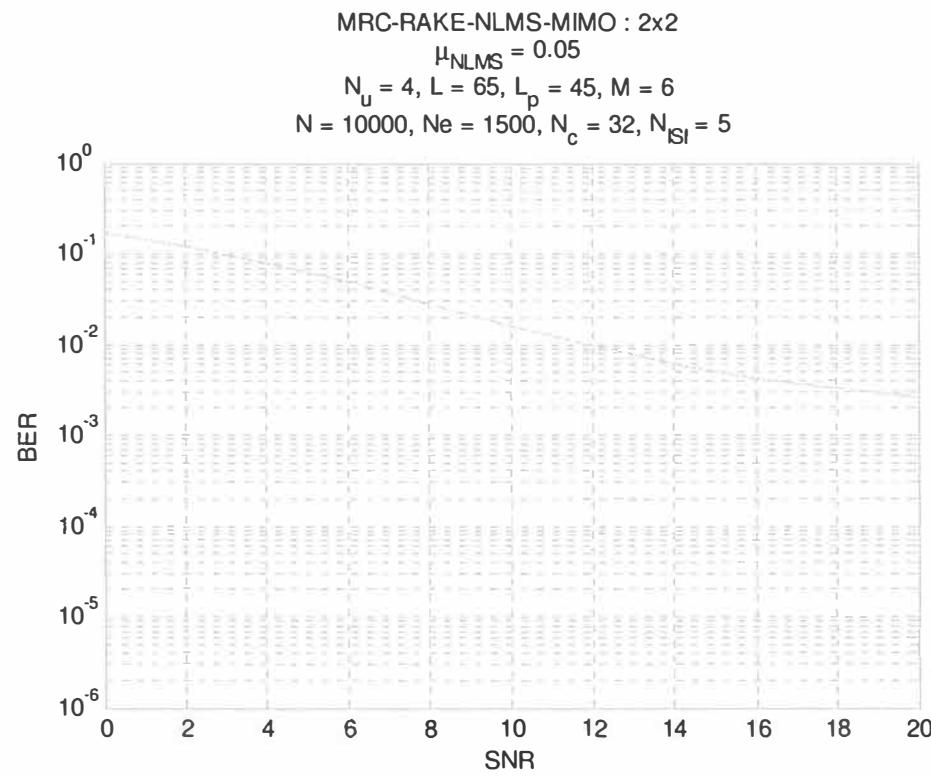
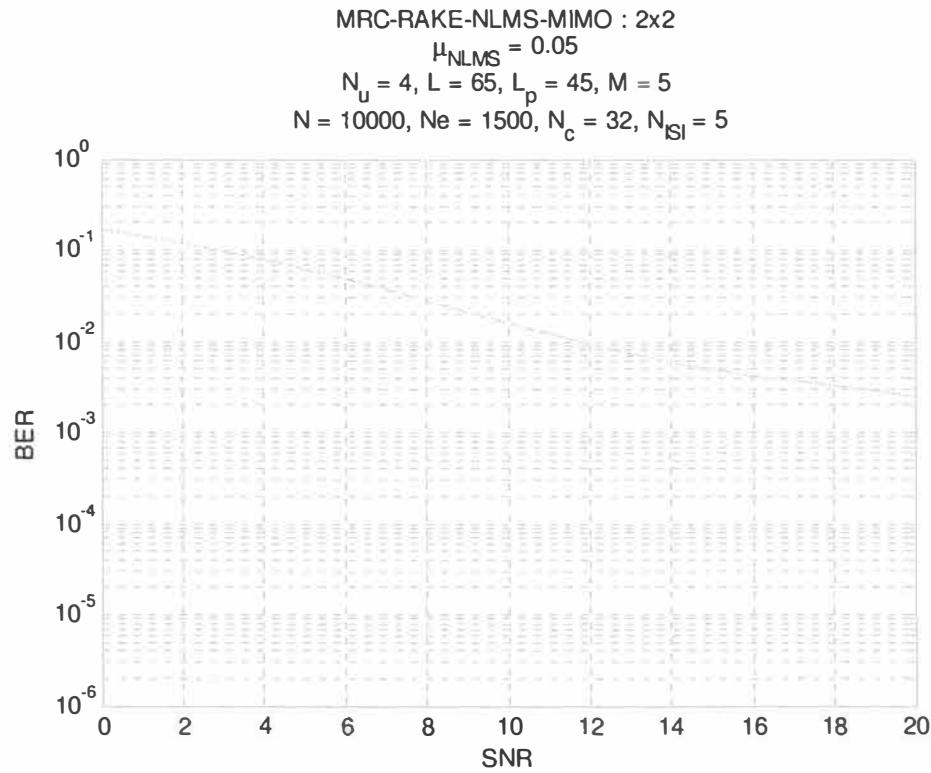


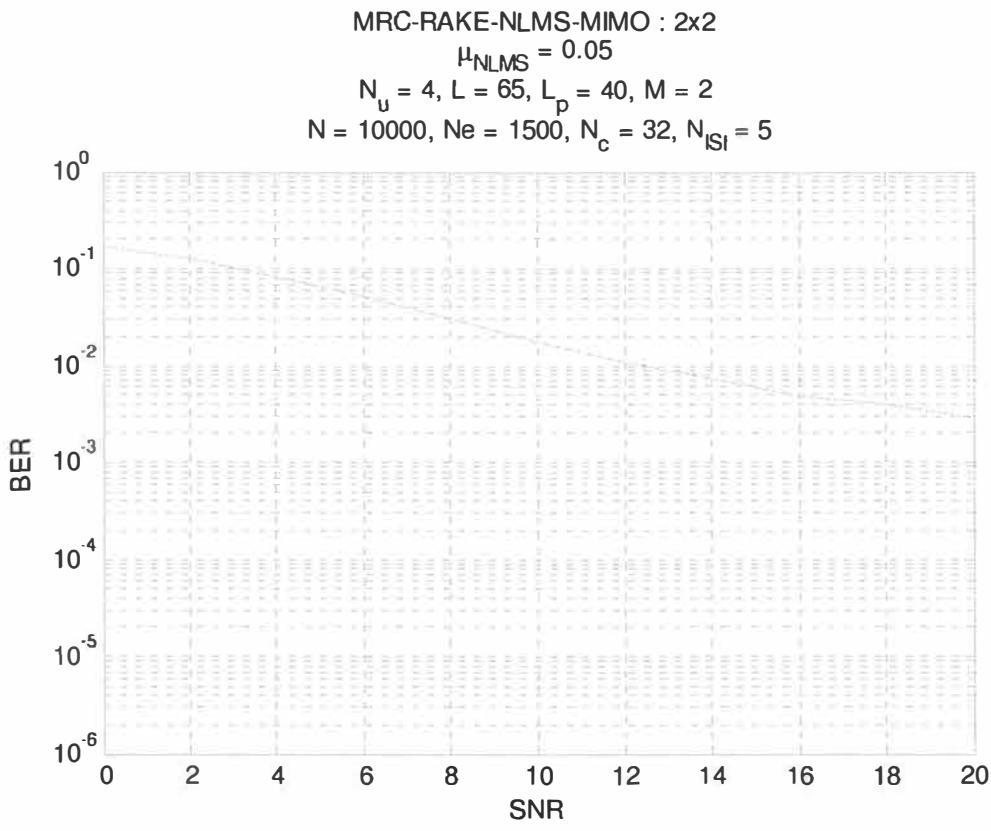
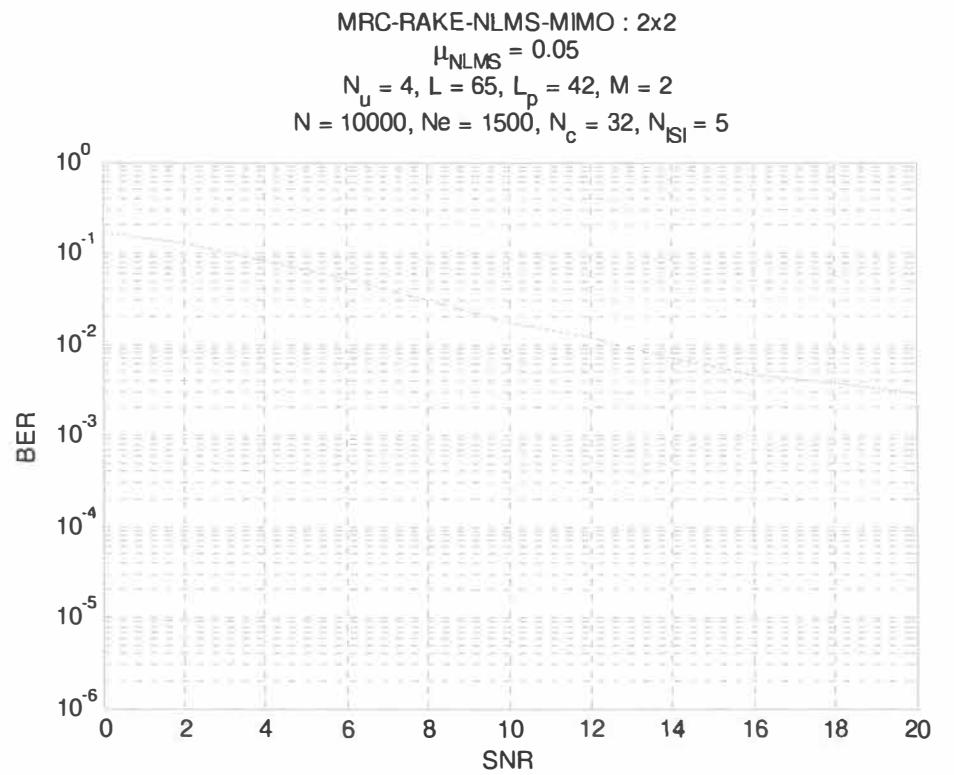


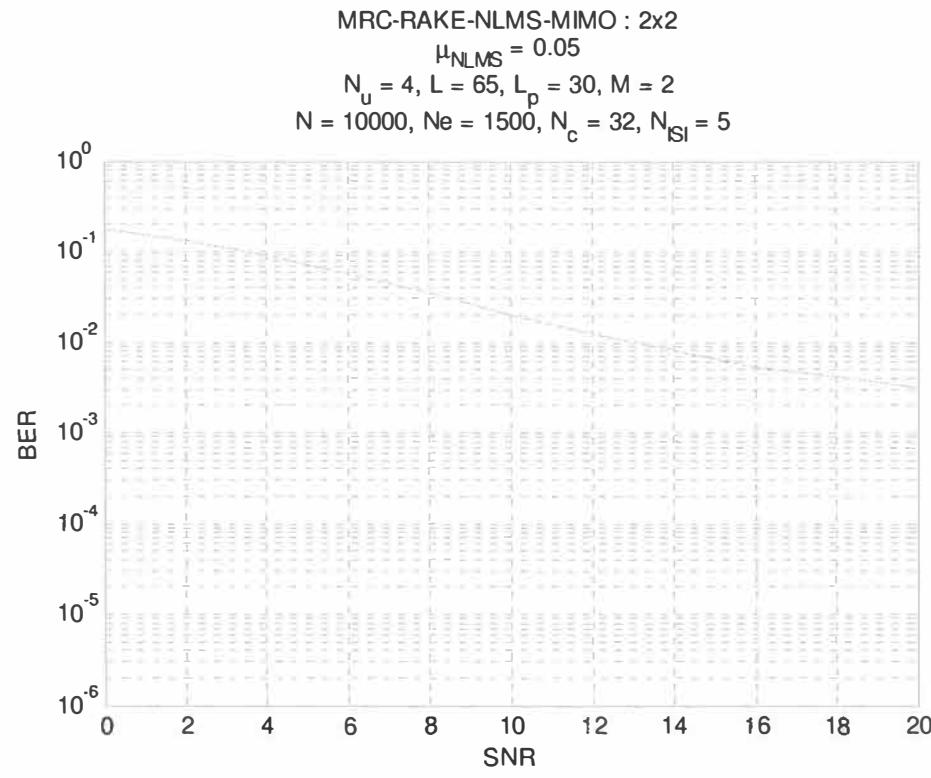
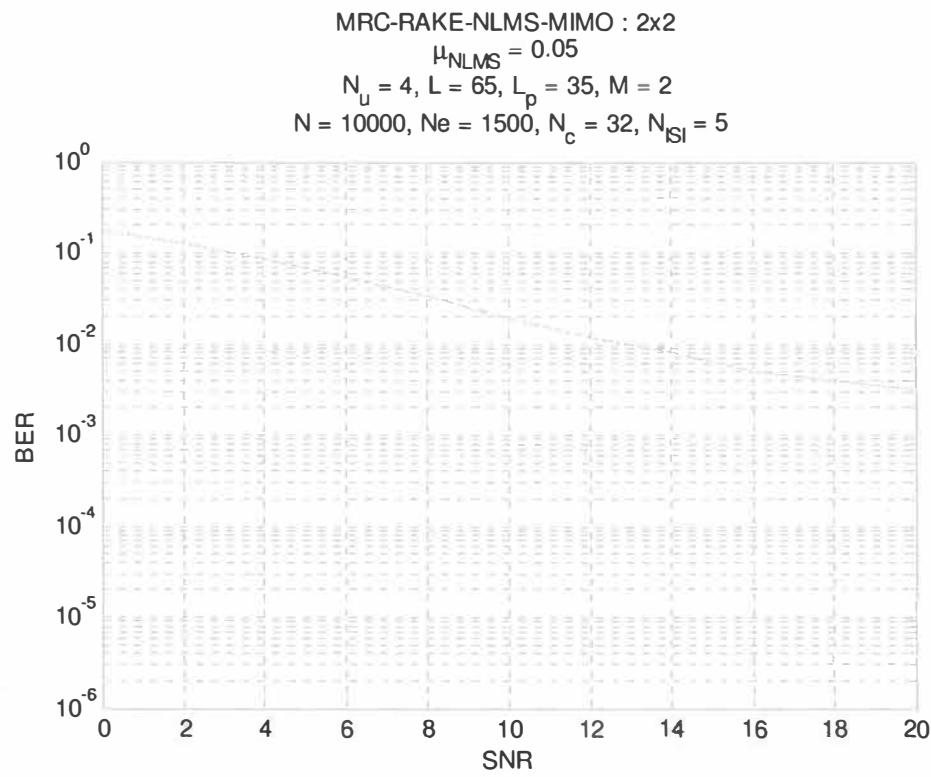


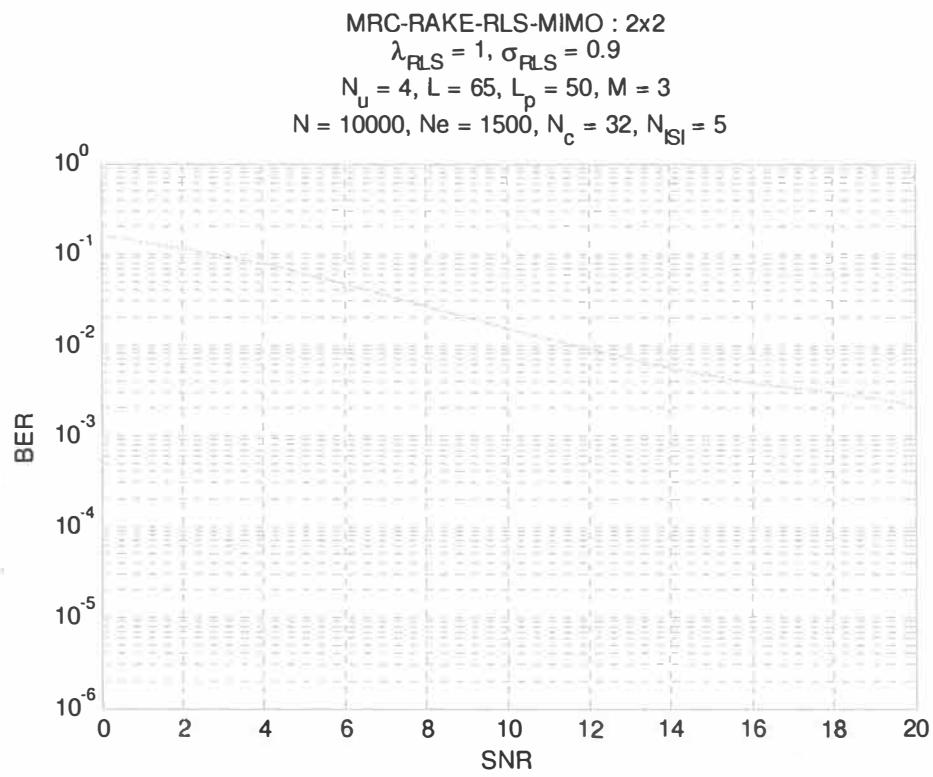
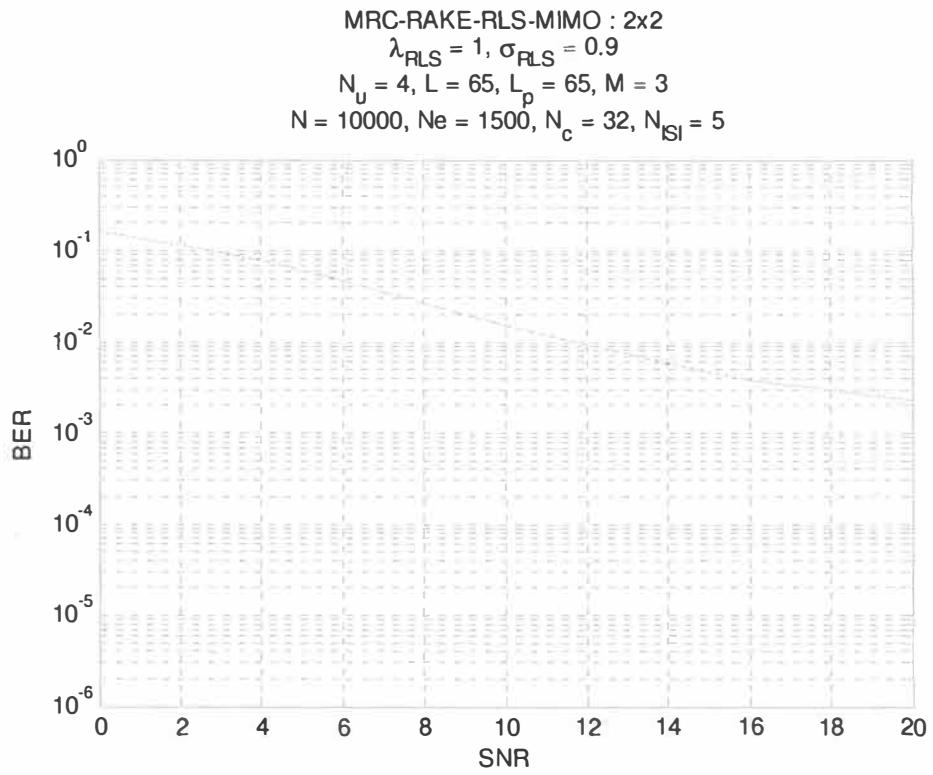


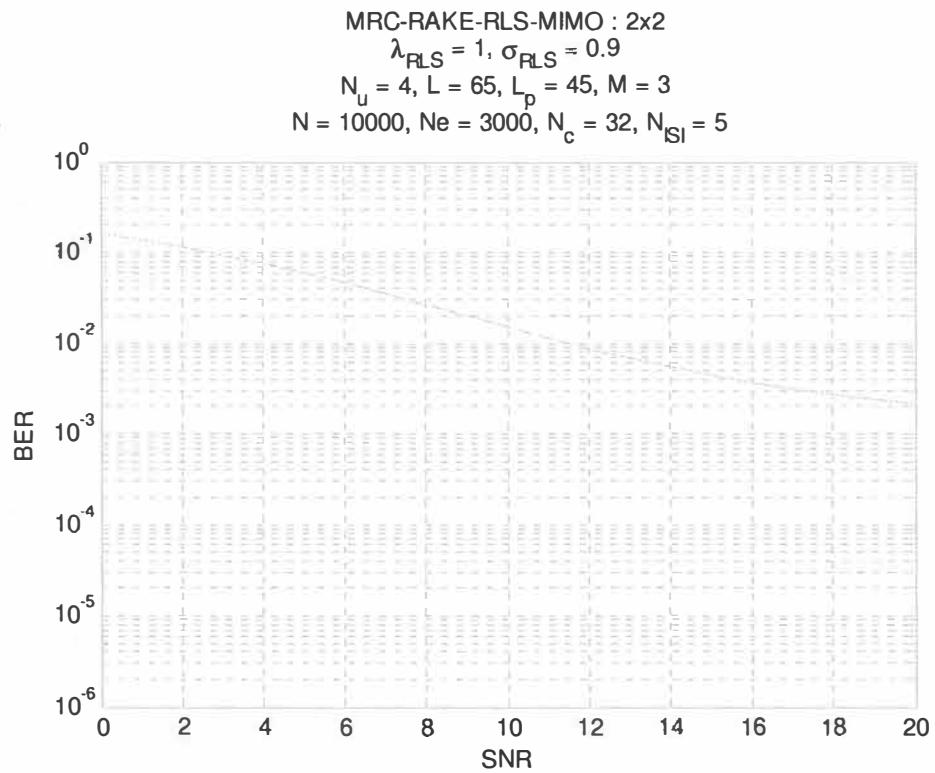
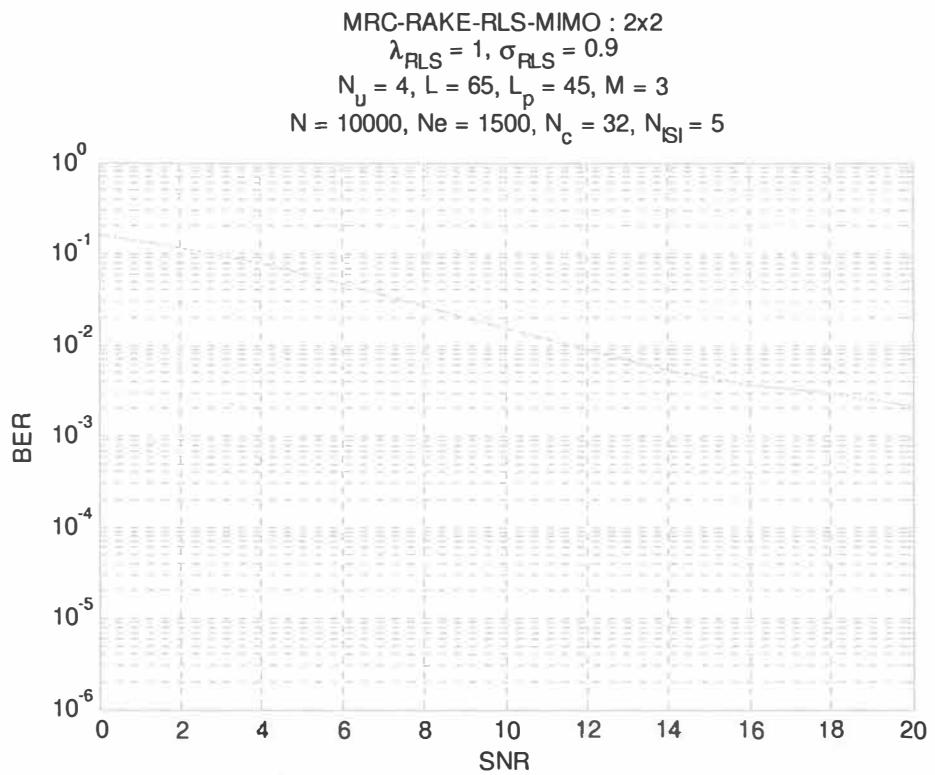


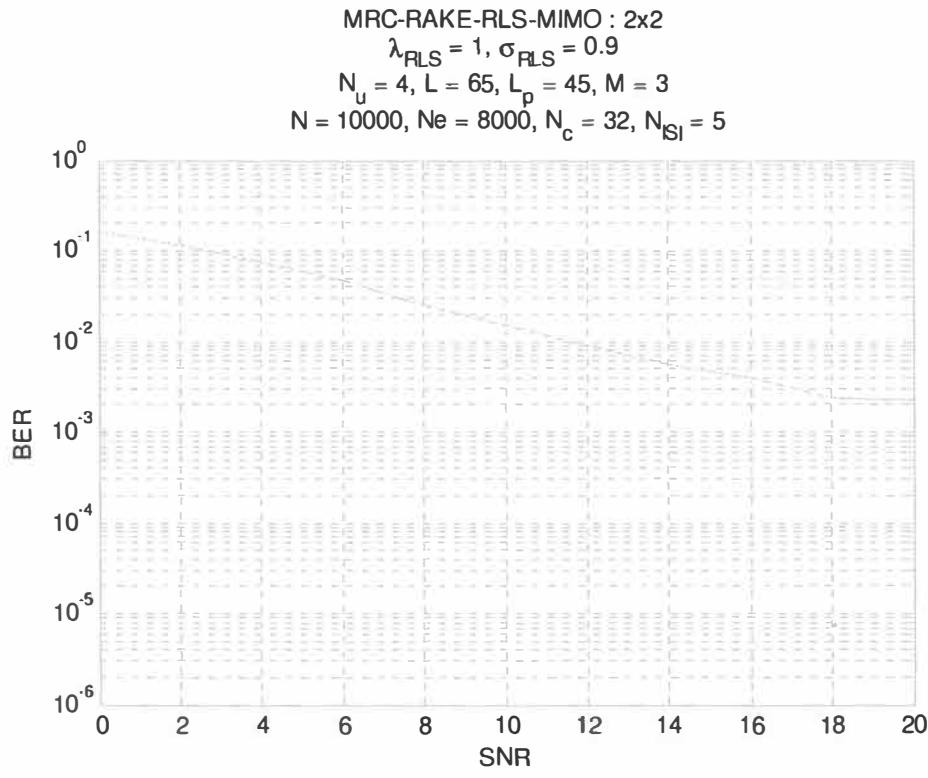
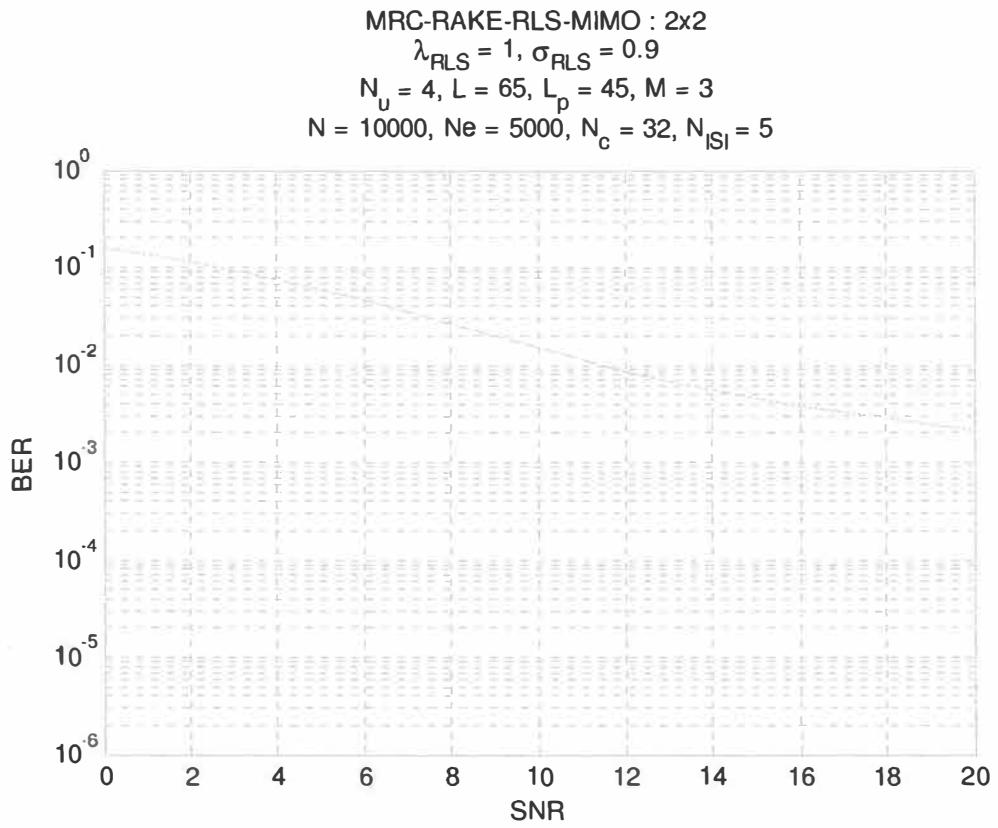


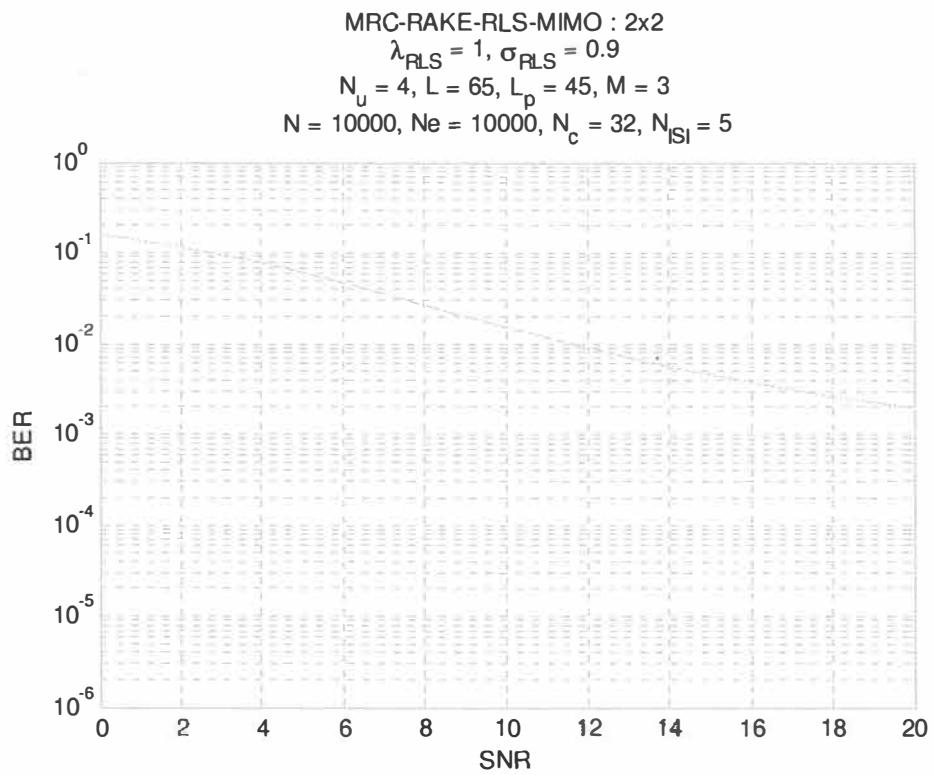
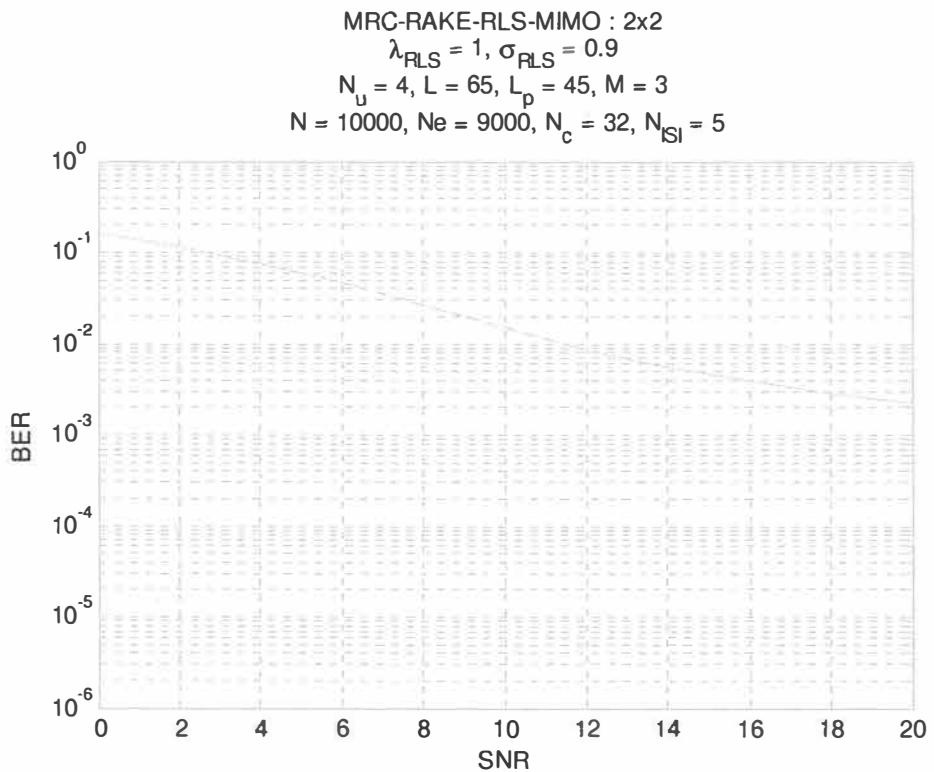


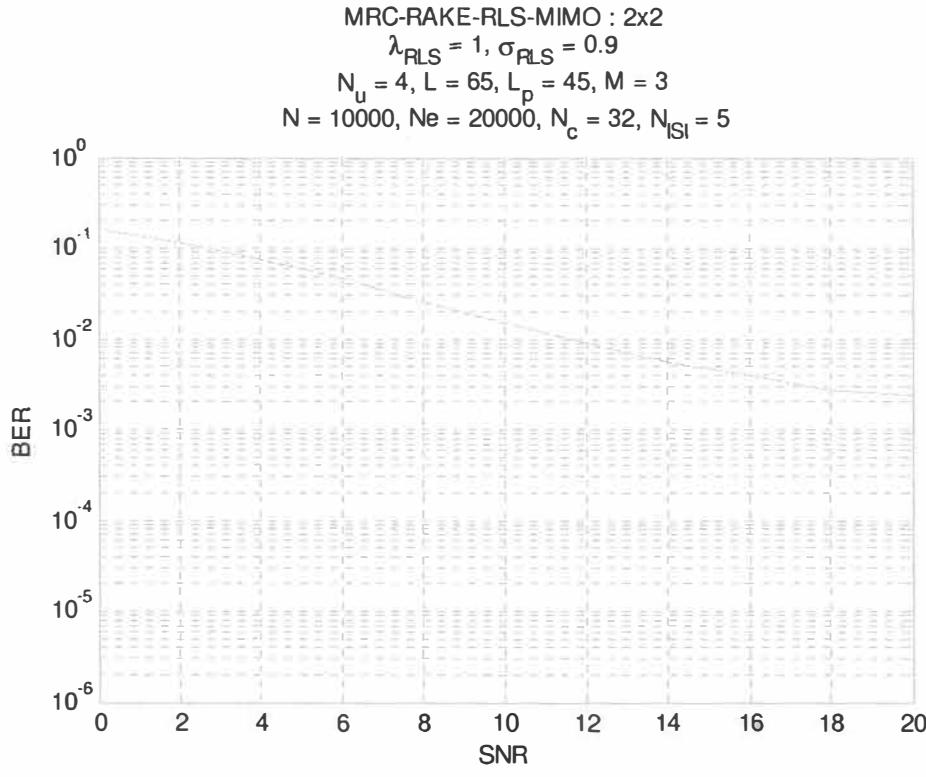
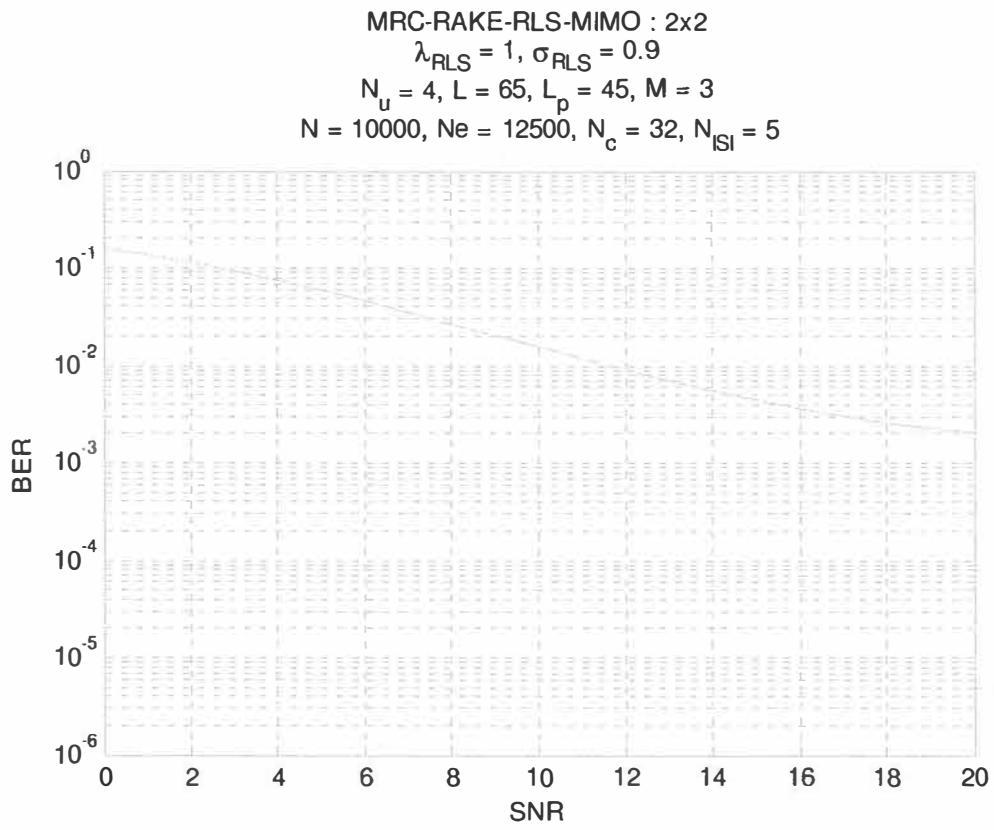


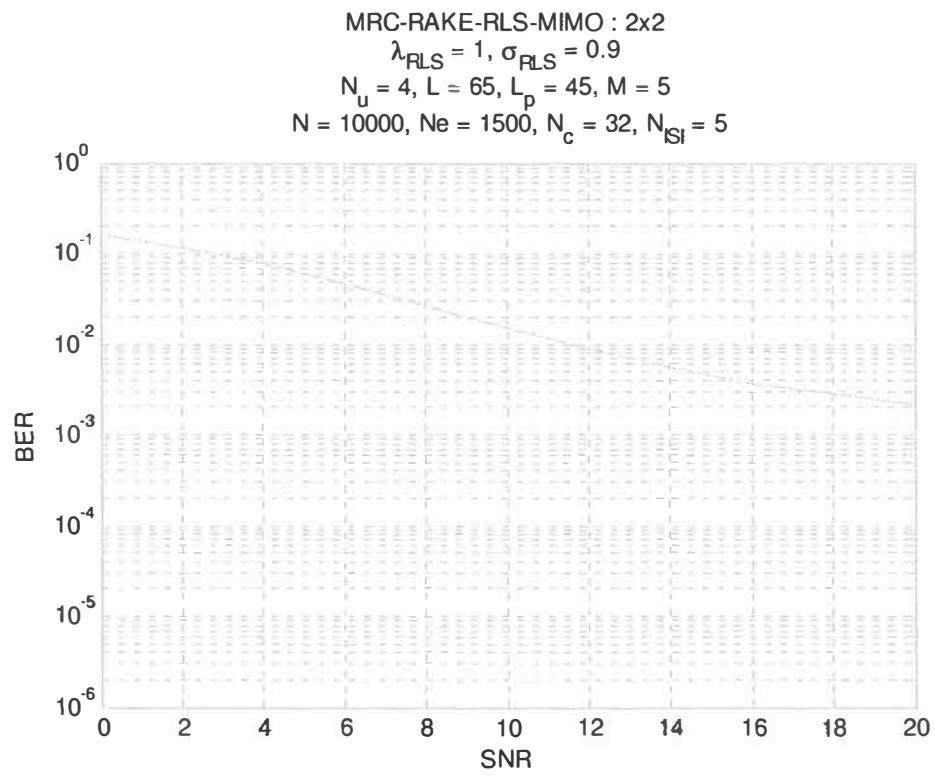
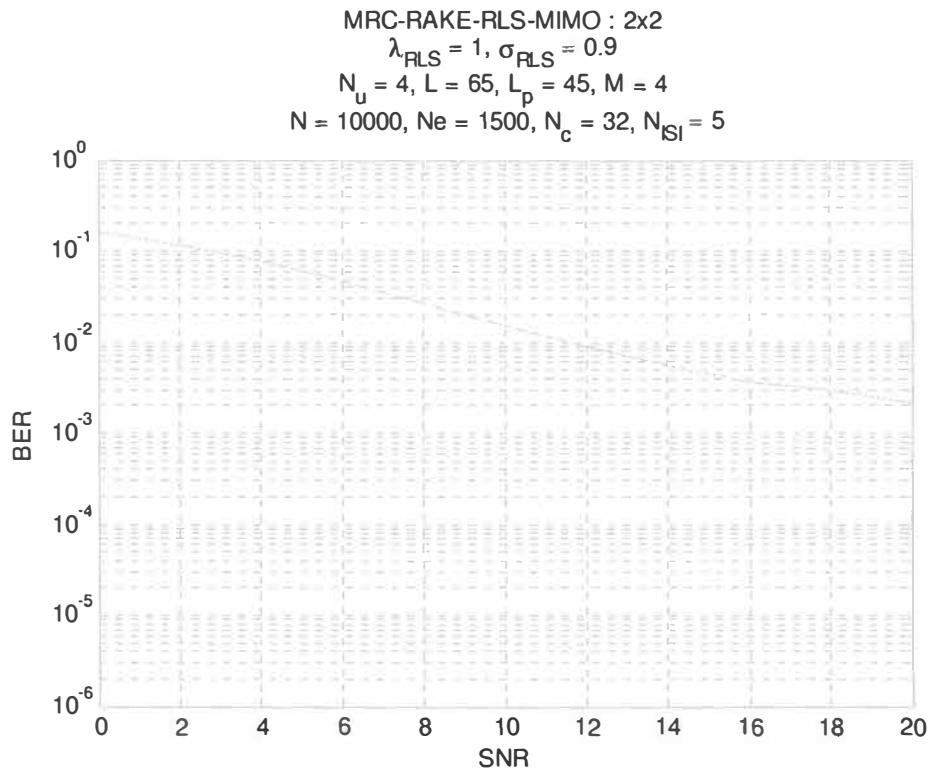


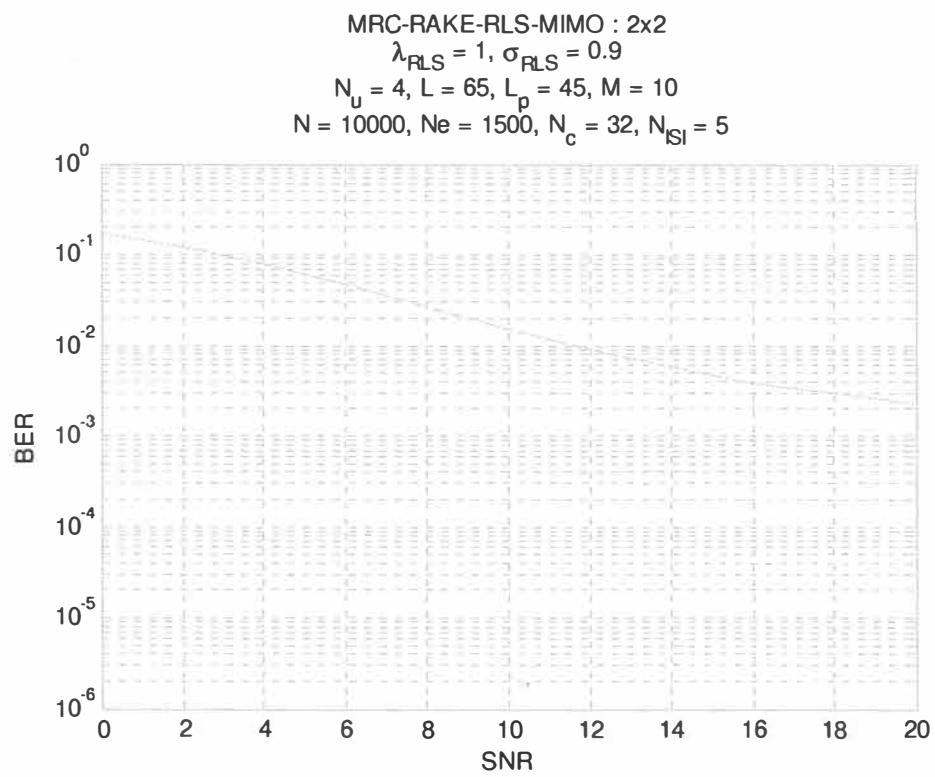
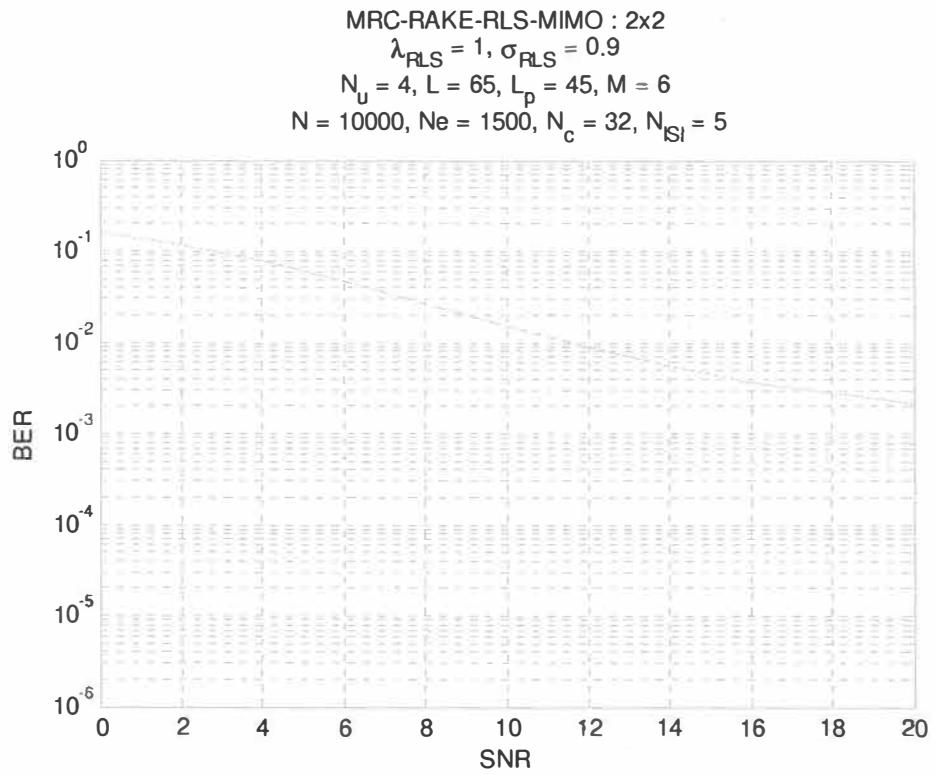




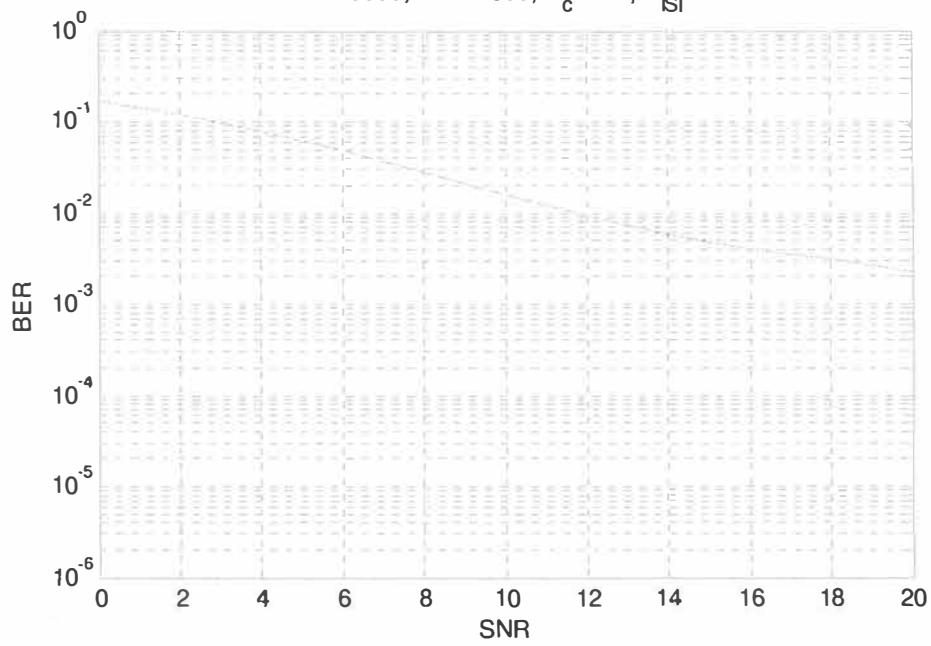




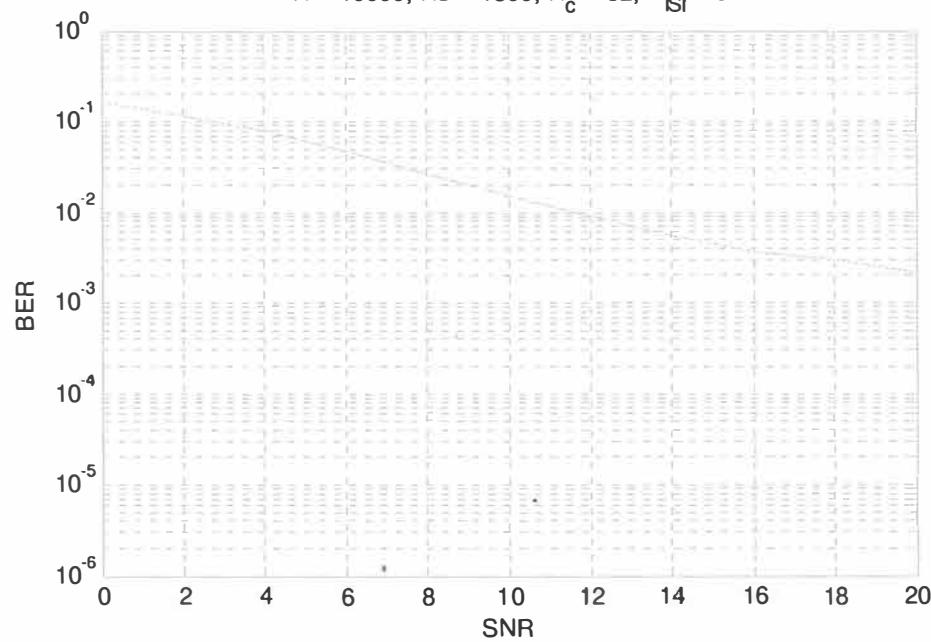


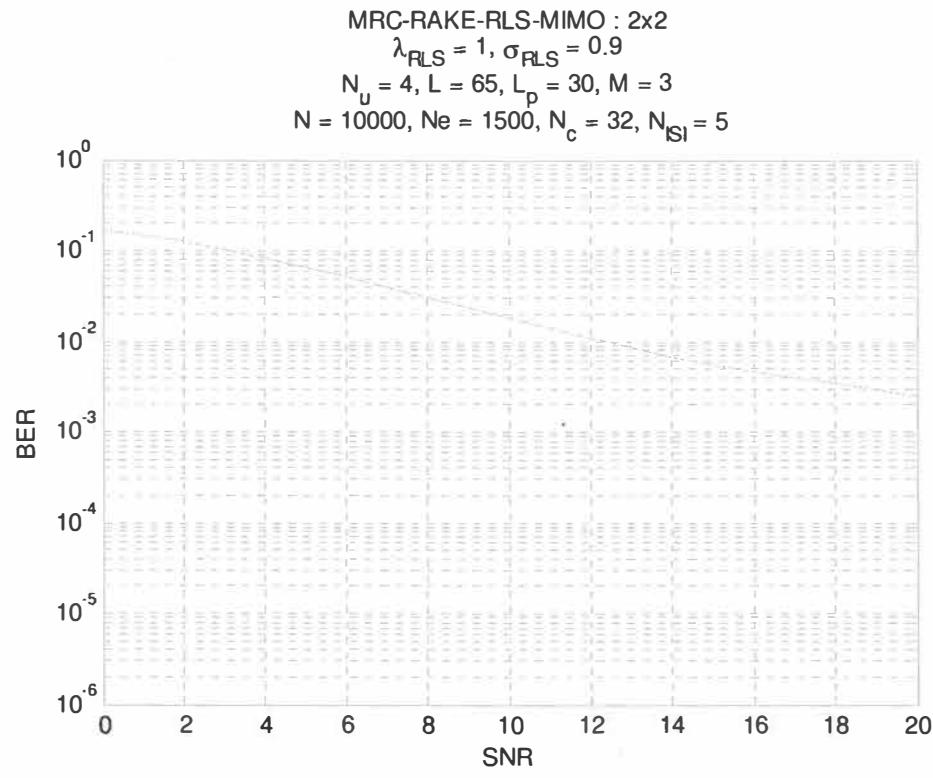
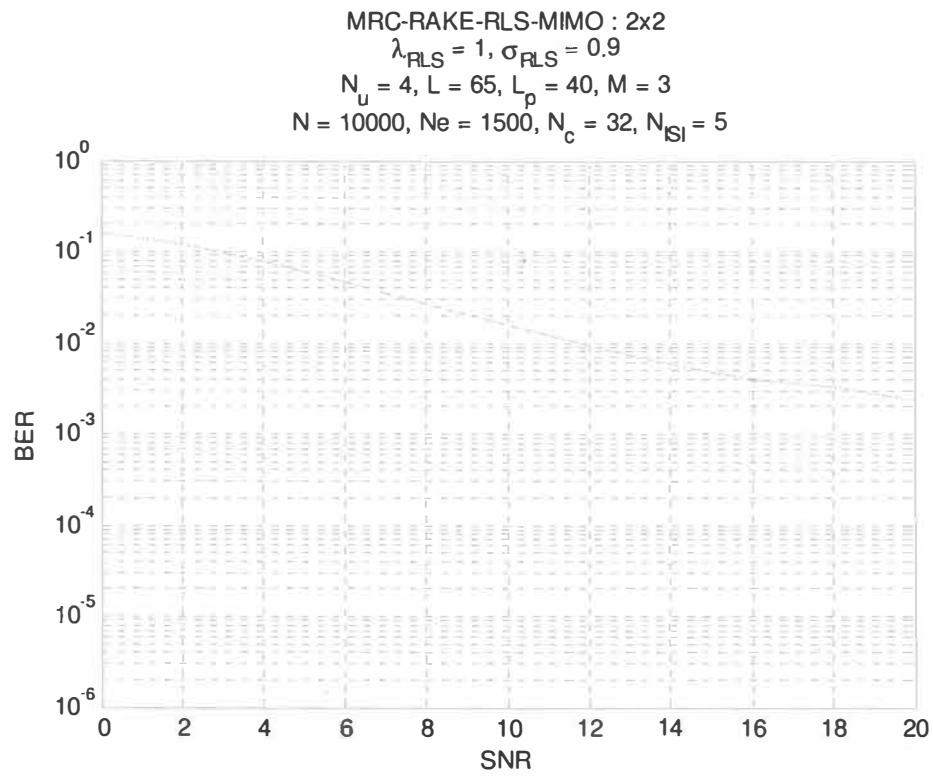


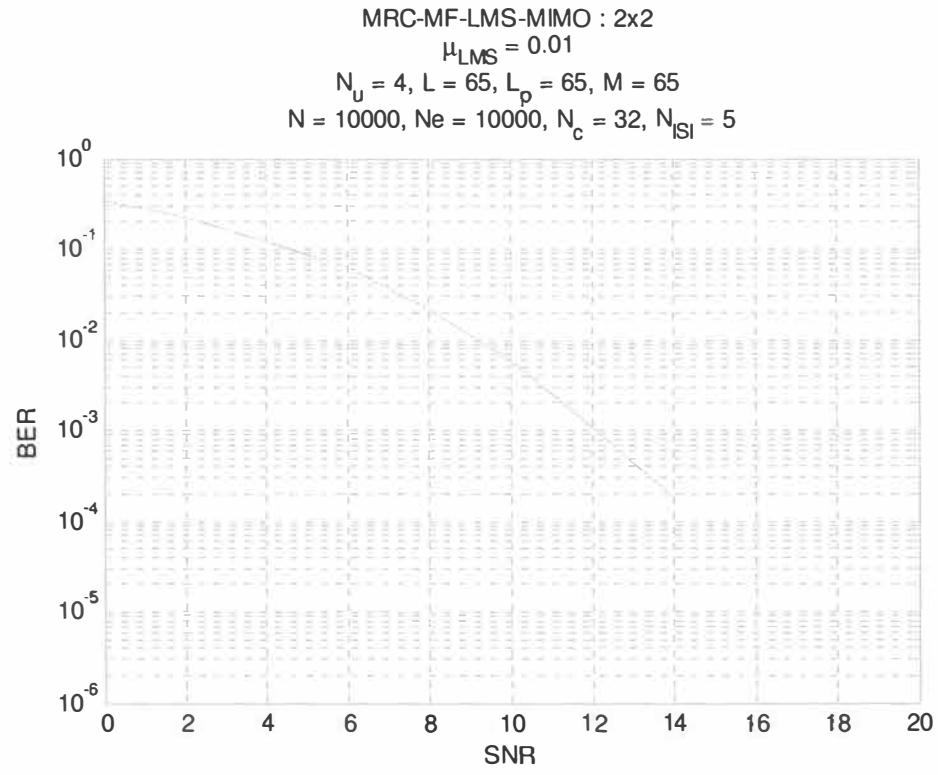
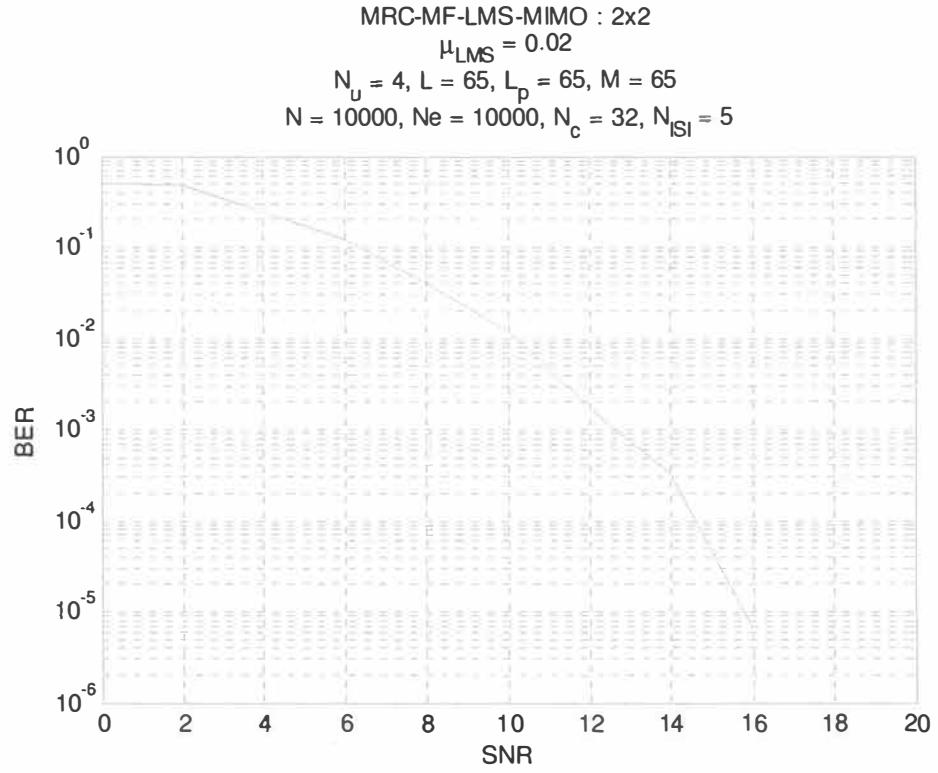
MRC-RAKE-RLS-MIMO : 2x2  
 $\lambda_{\text{RLS}} = 1, \sigma_{\text{RLS}} = 0.9$   
 $N_u = 4, L = 65, L_p = 45, M = 15$   
 $N = 10000, N_e = 1500, N_c = 32, N_{\text{ISI}} = 5$

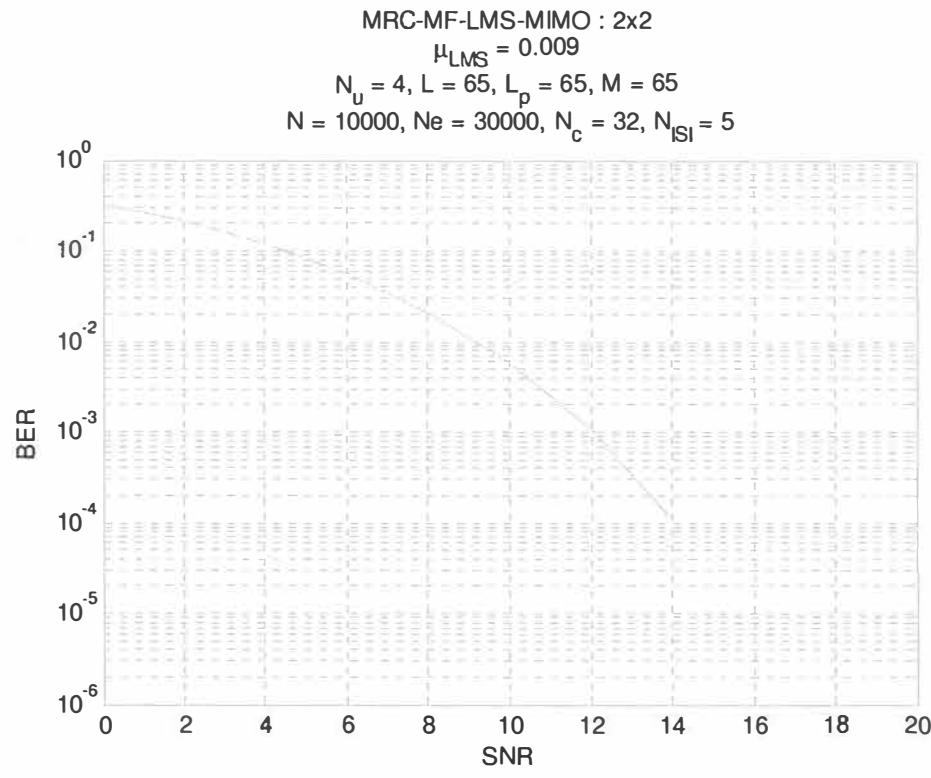
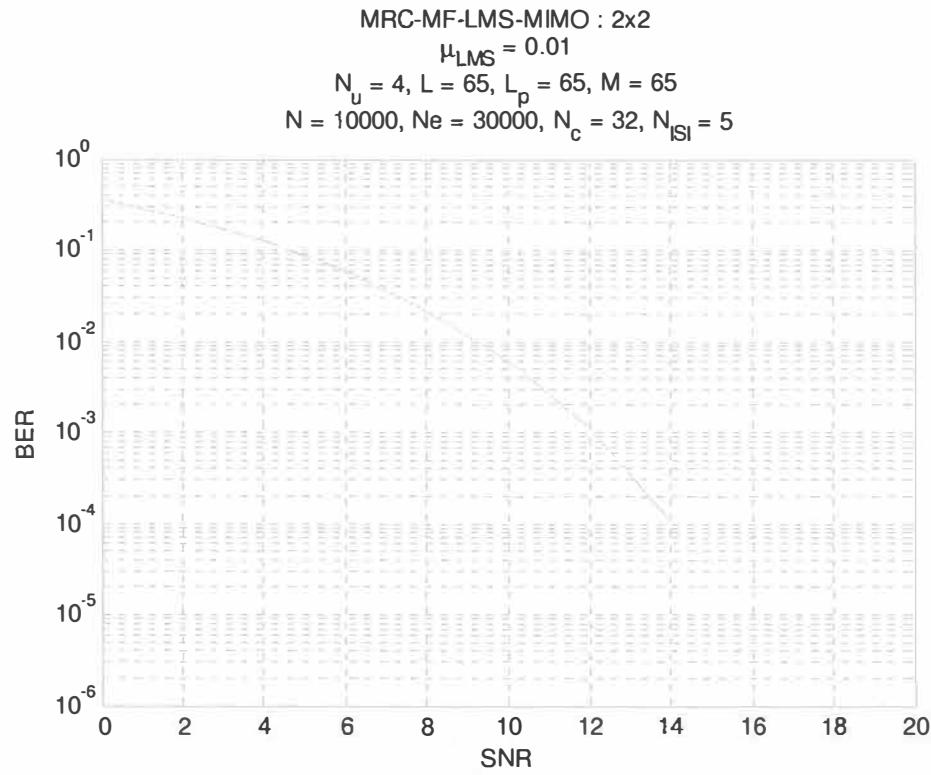


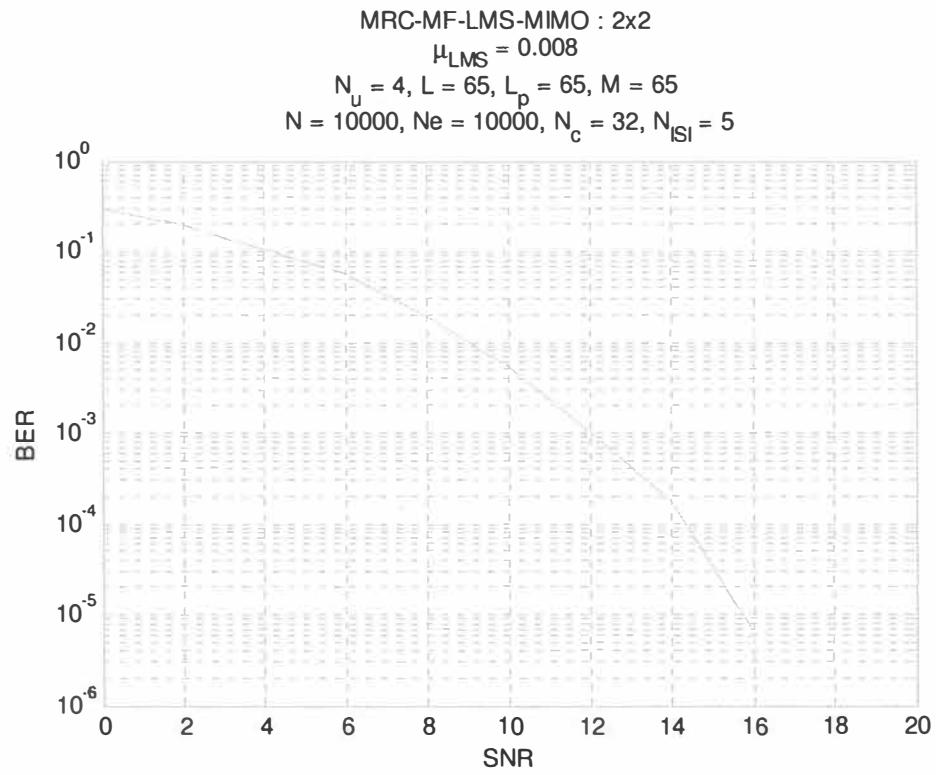
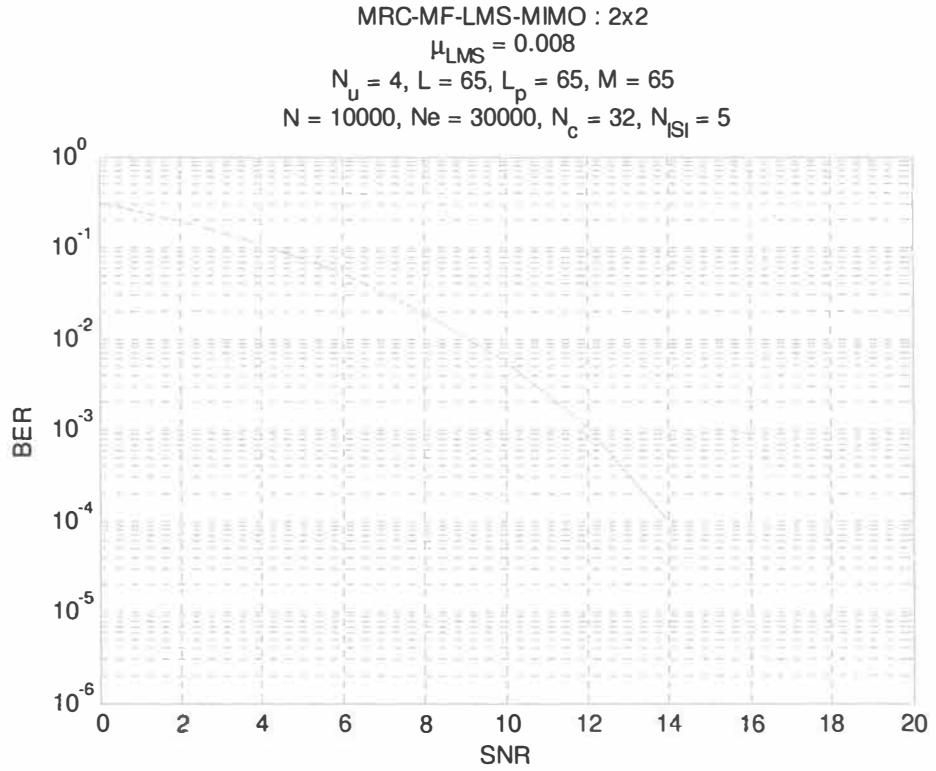
MRC-RAKE-RLS-MIMO : 2x2  
 $\lambda_{\text{RLS}} = 1, \sigma_{\text{RLS}} = 1$   
 $N_u = 4, L = 65, L_p = 45, M = 3$   
 $N = 10000, N_e = 1500, N_c = 32, N_{\text{ISI}} = 5$

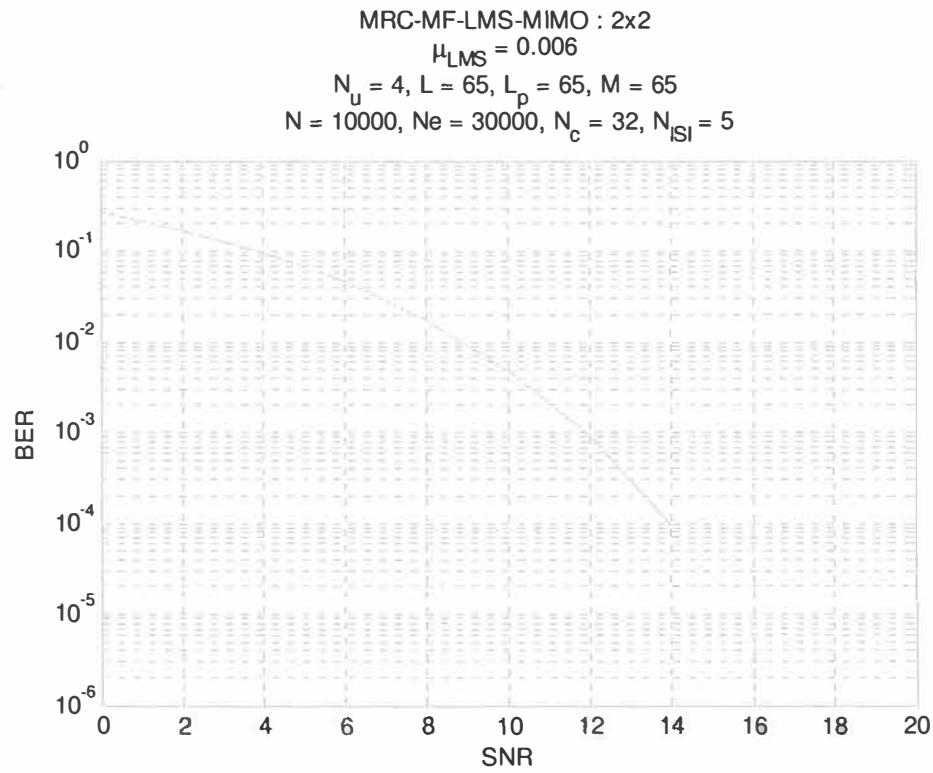
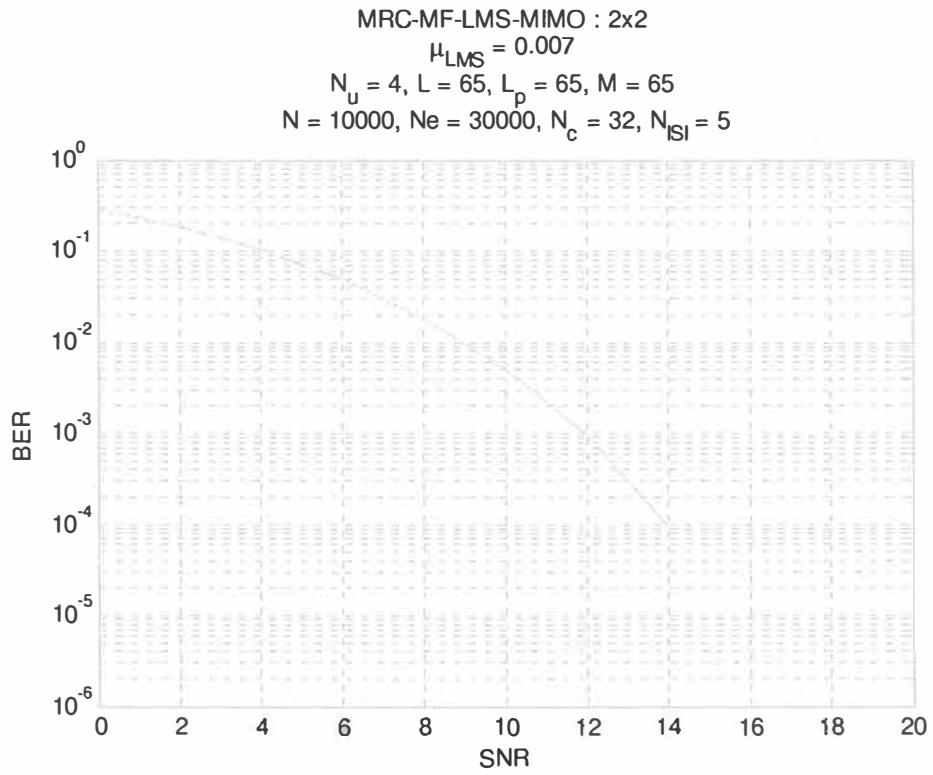


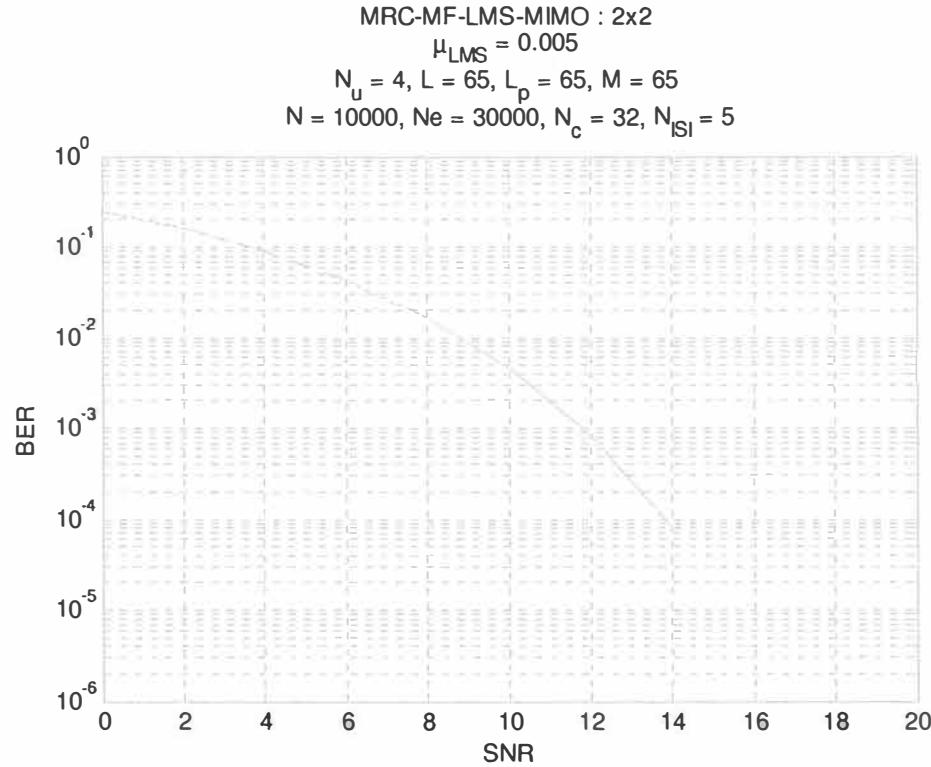
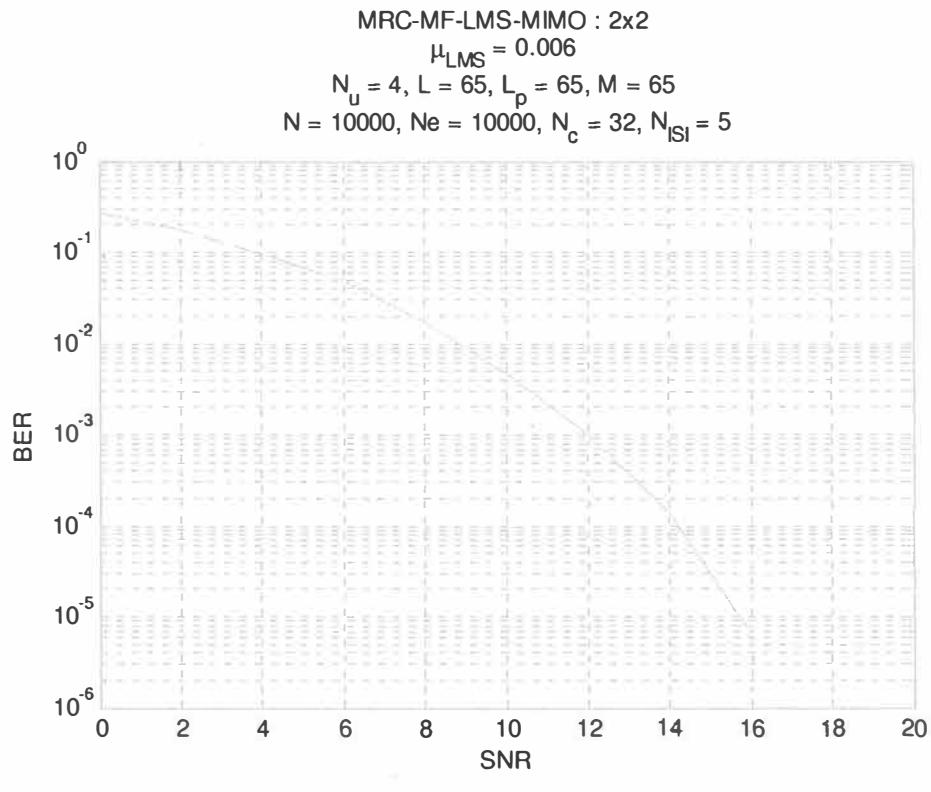


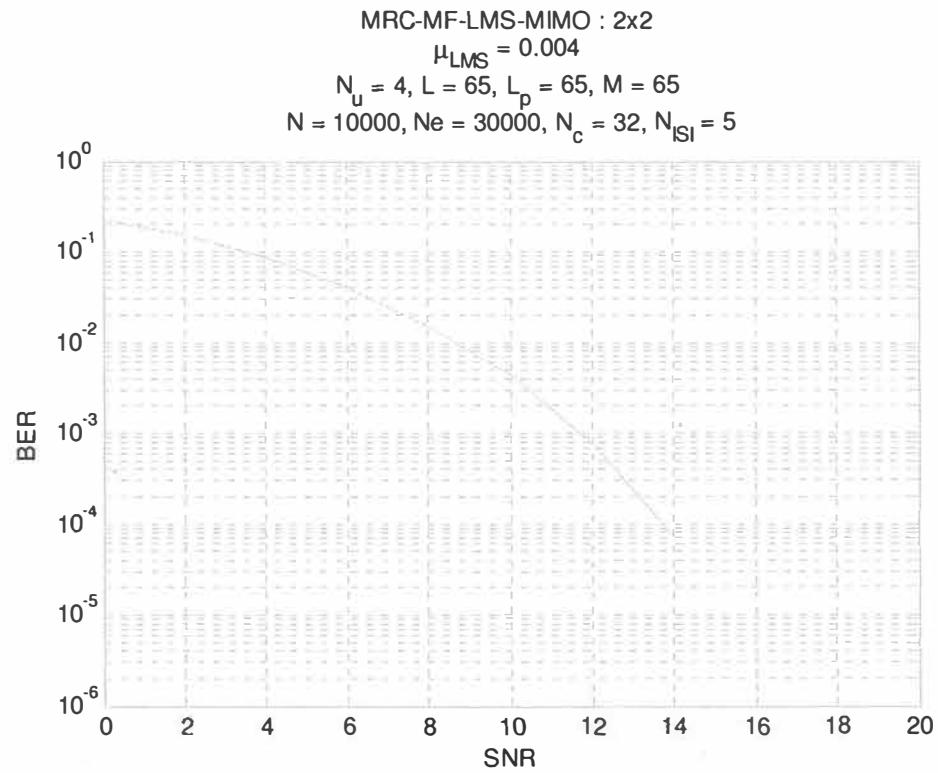
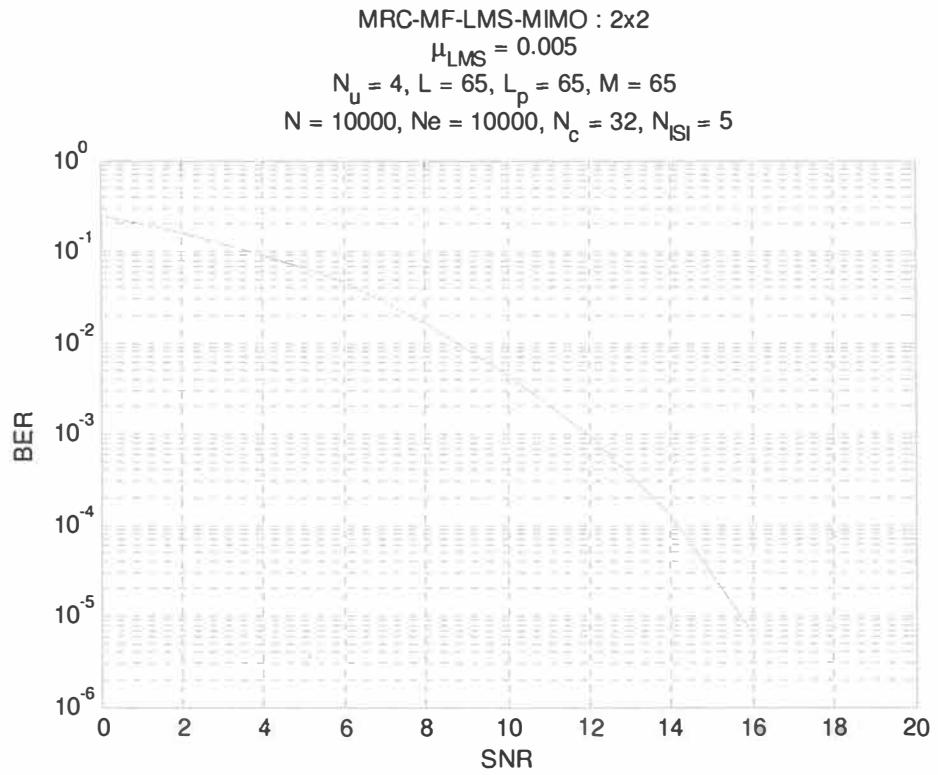


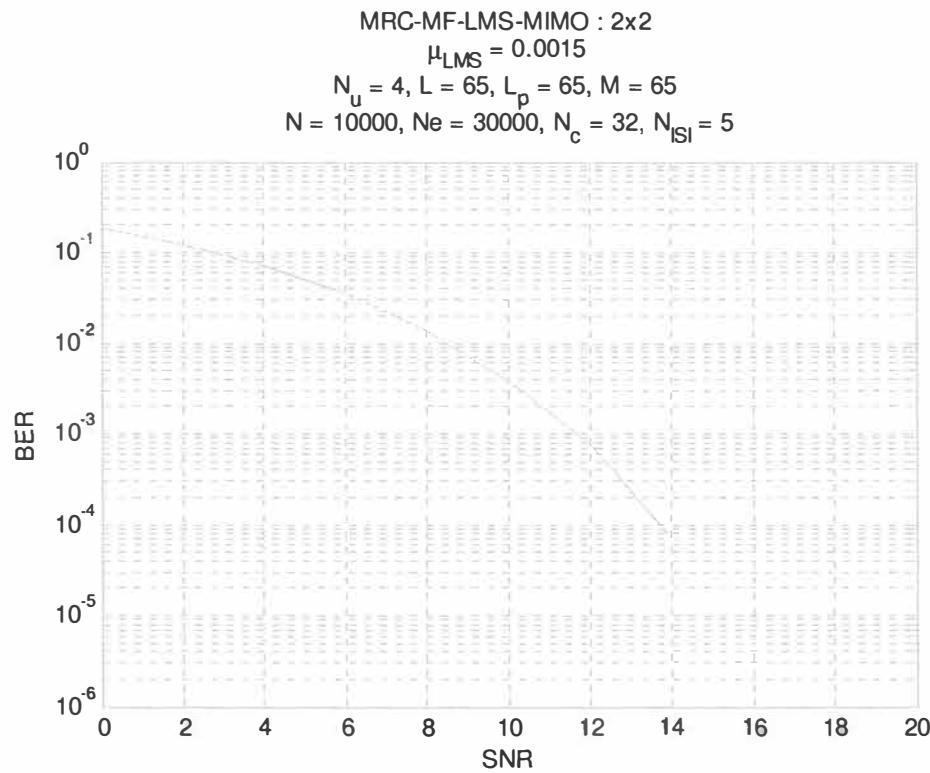
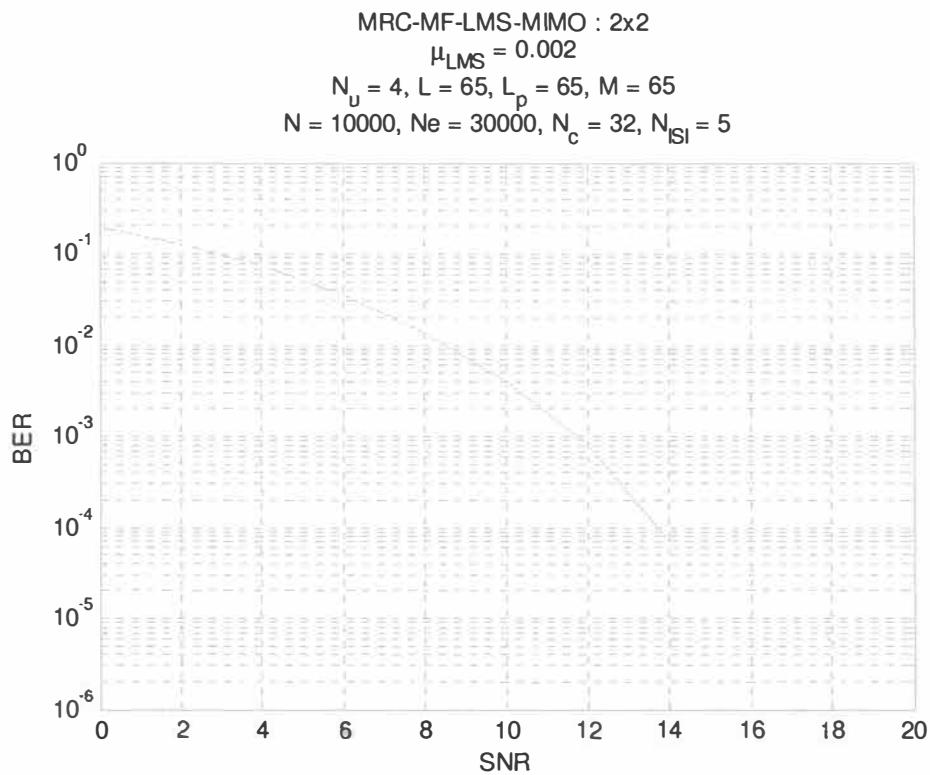


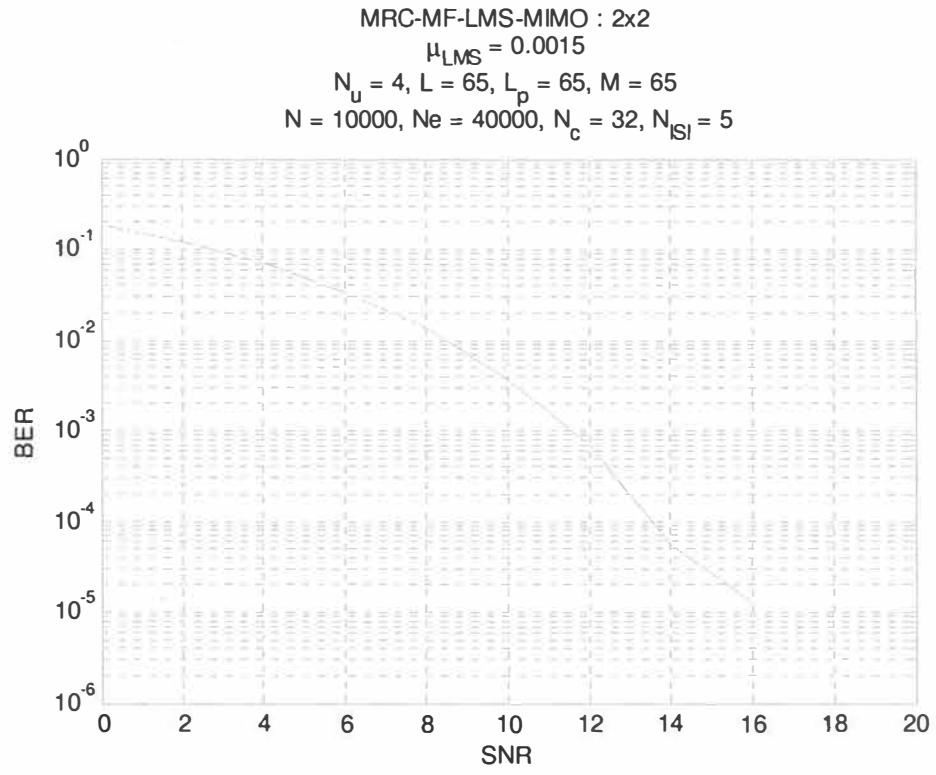
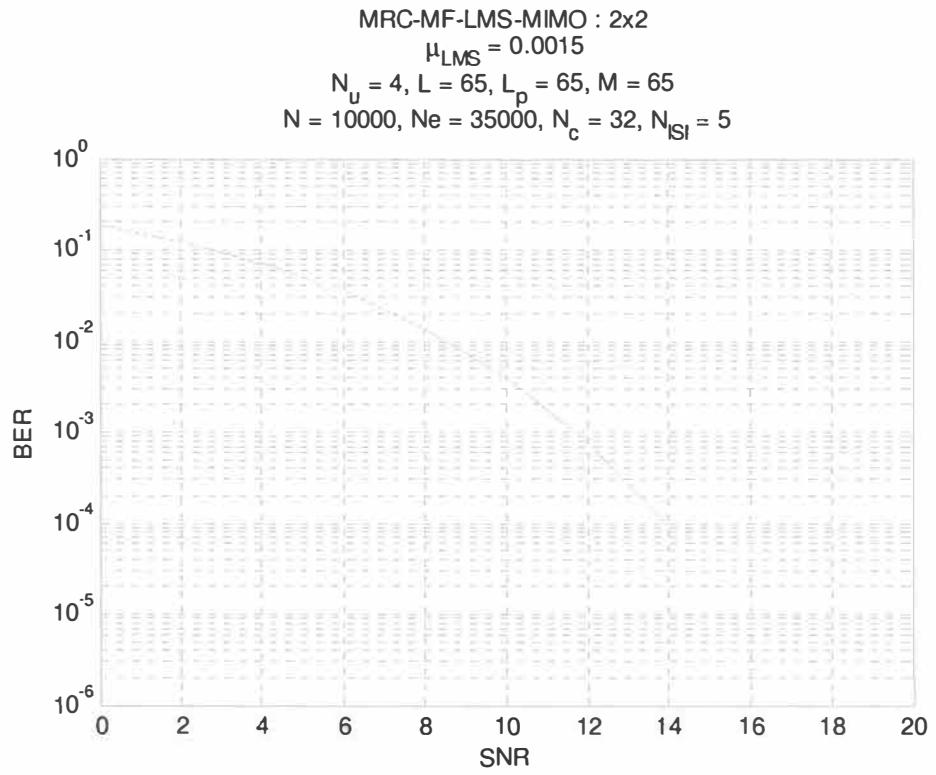


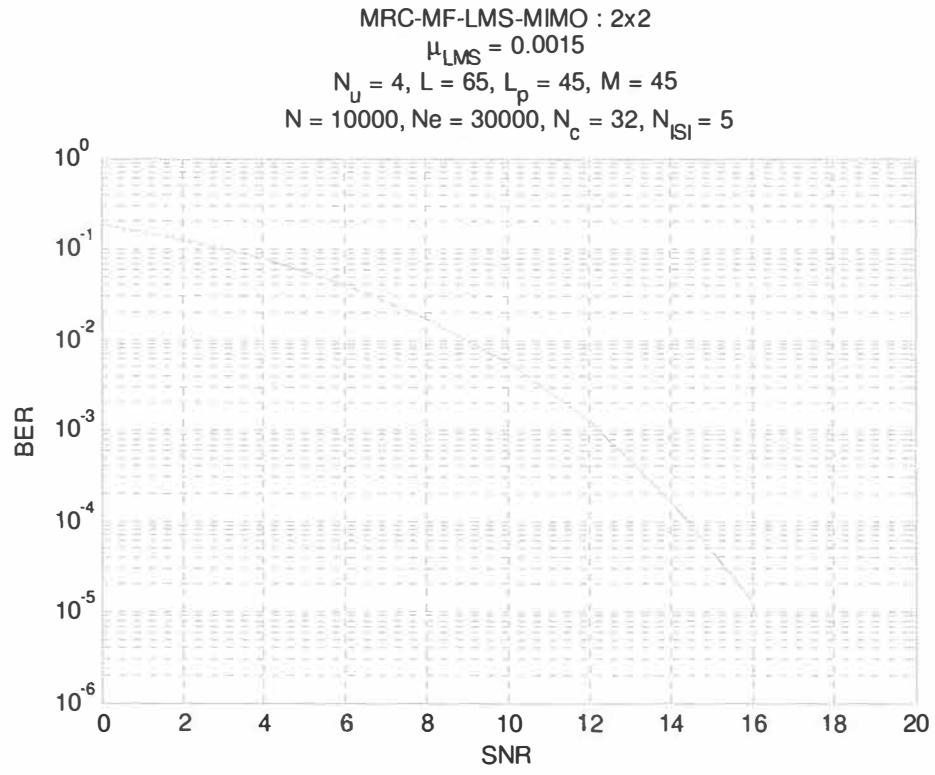
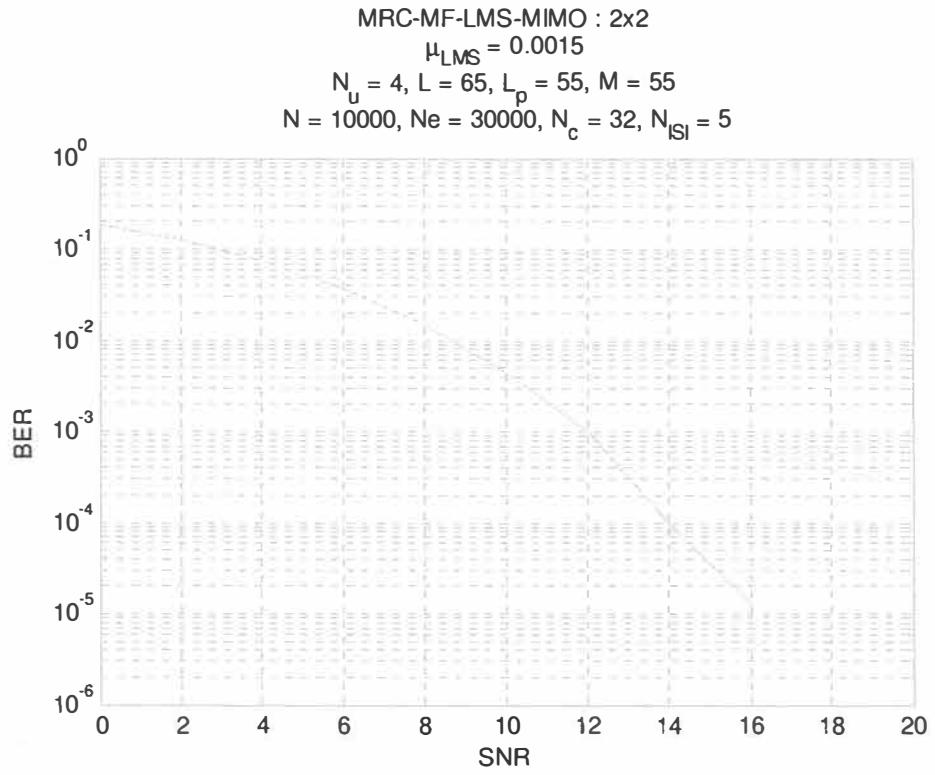


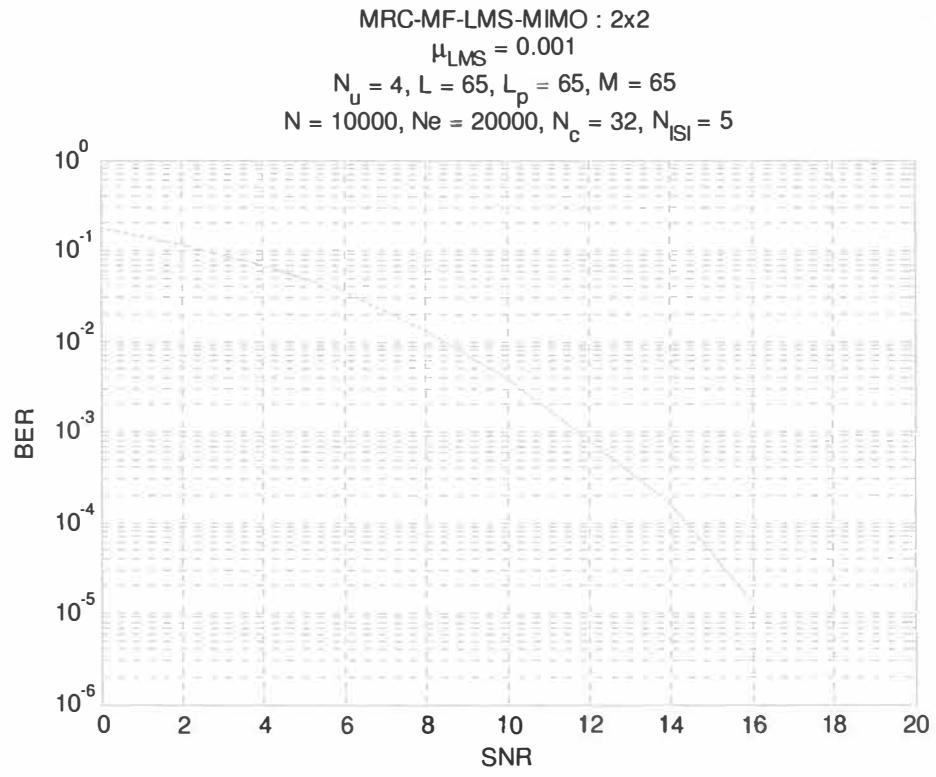
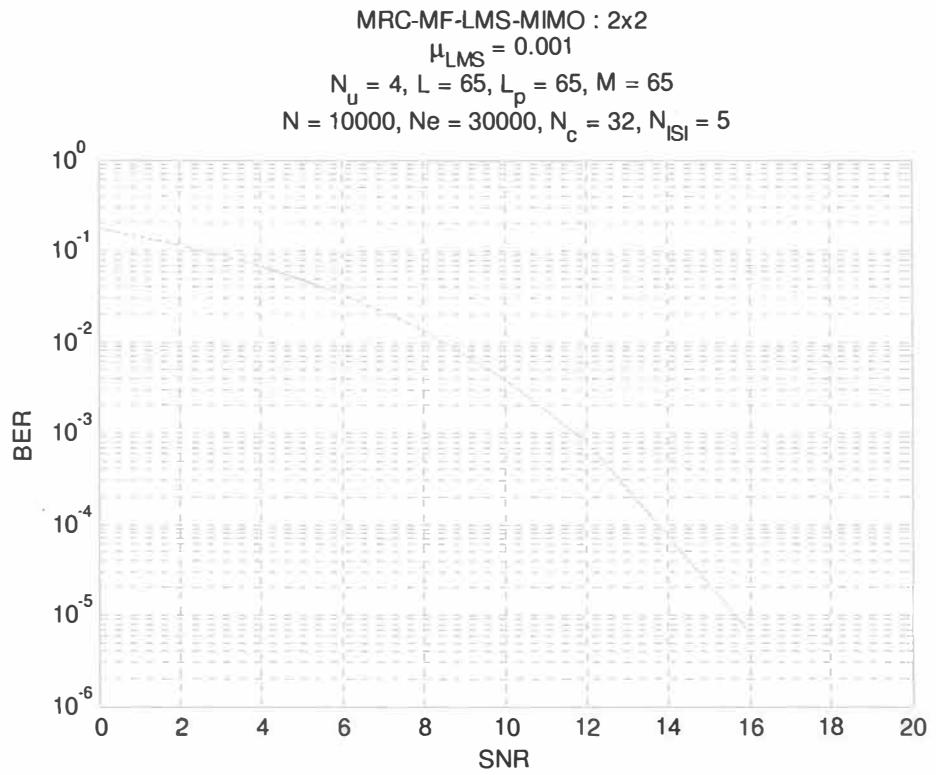


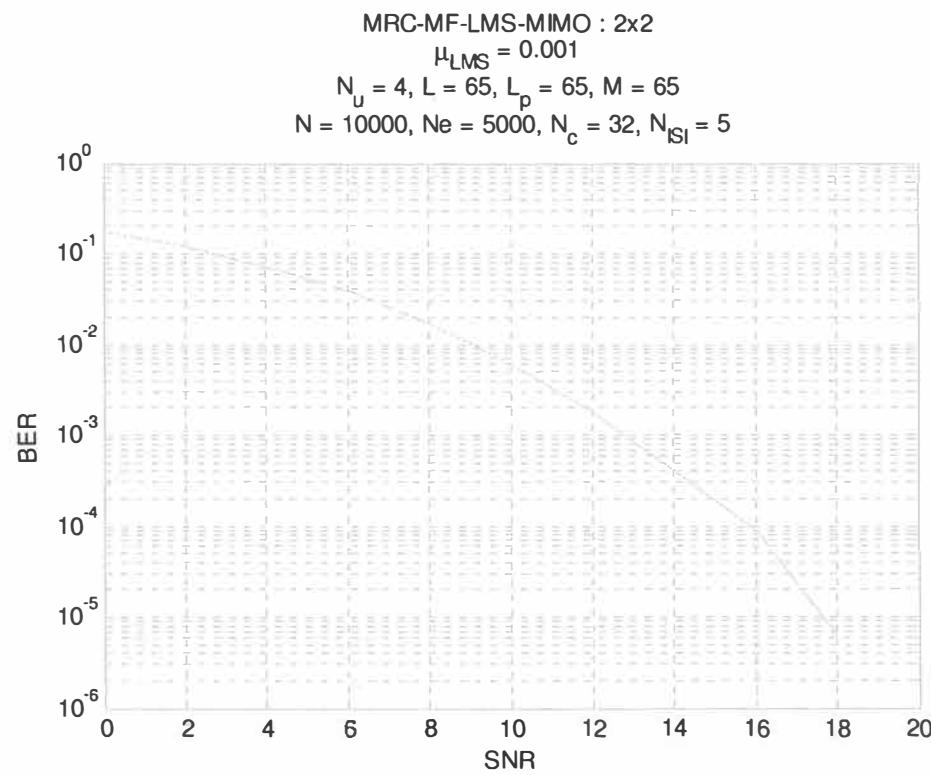
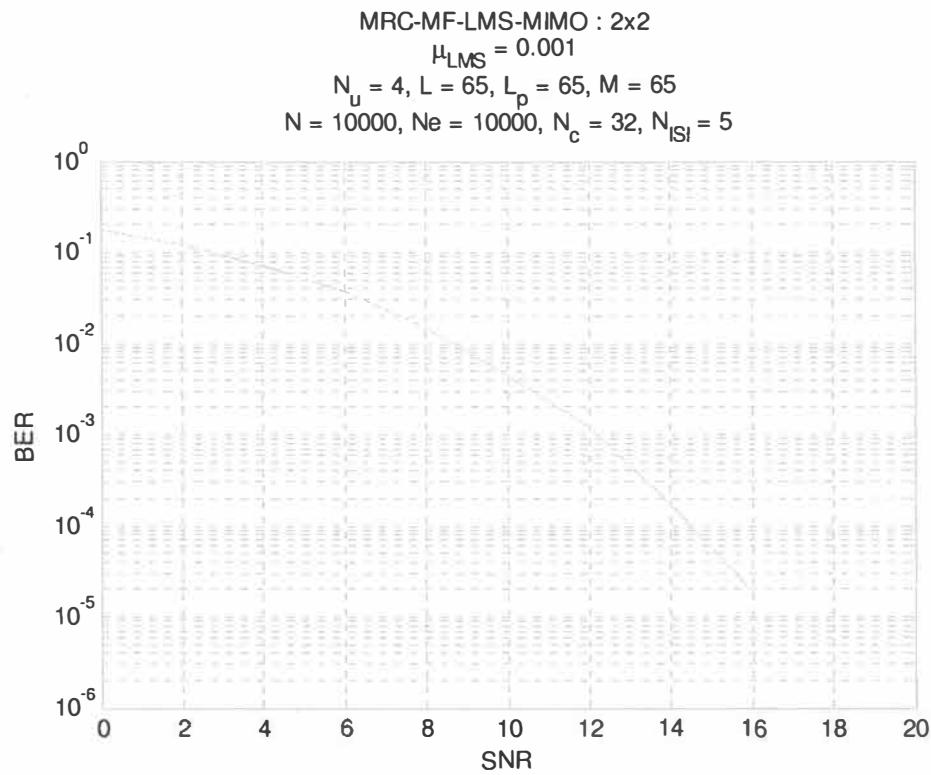


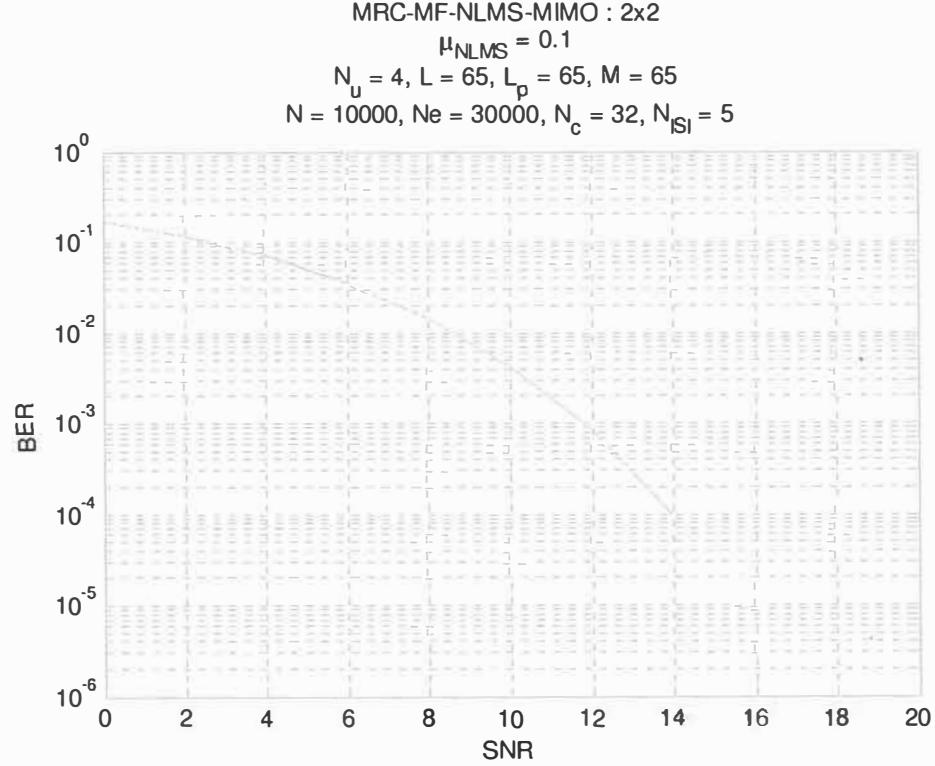
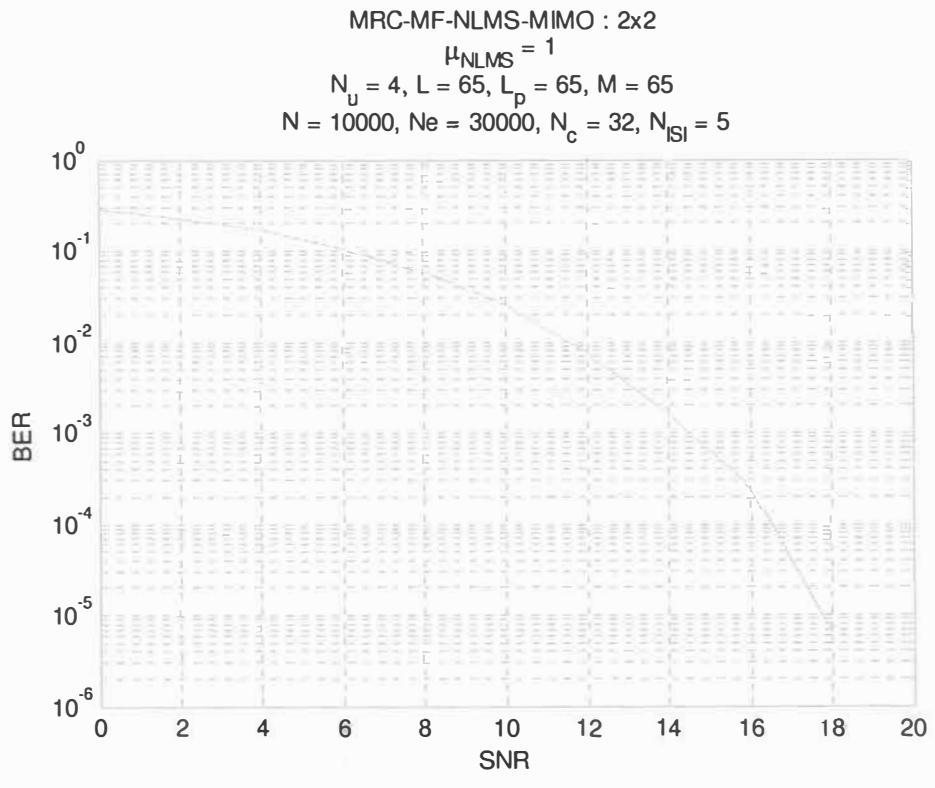


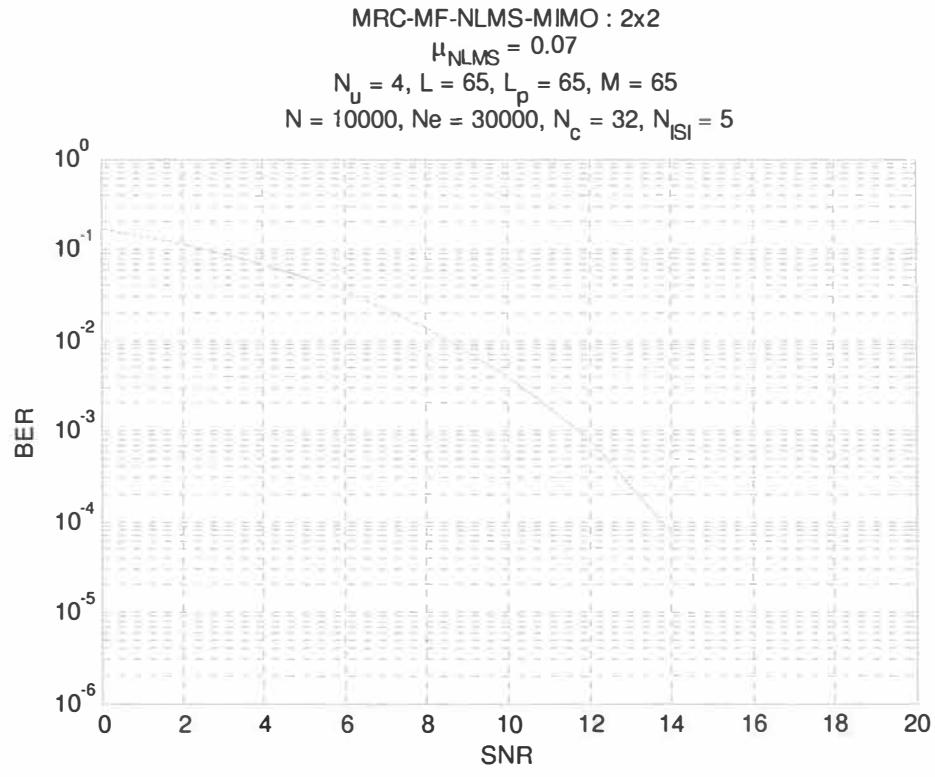
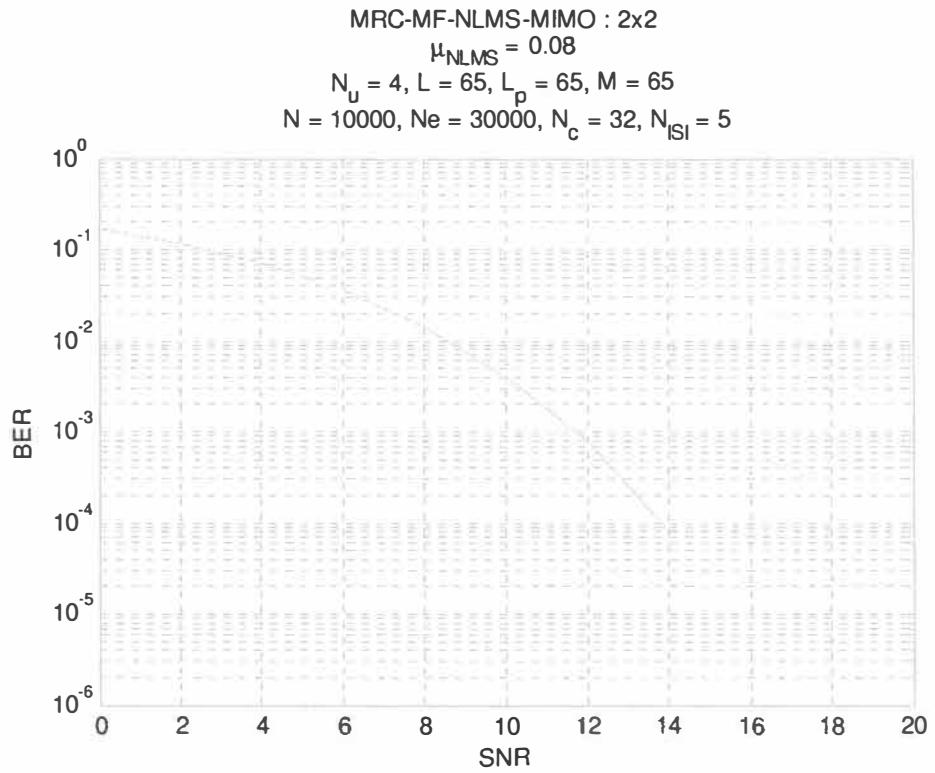


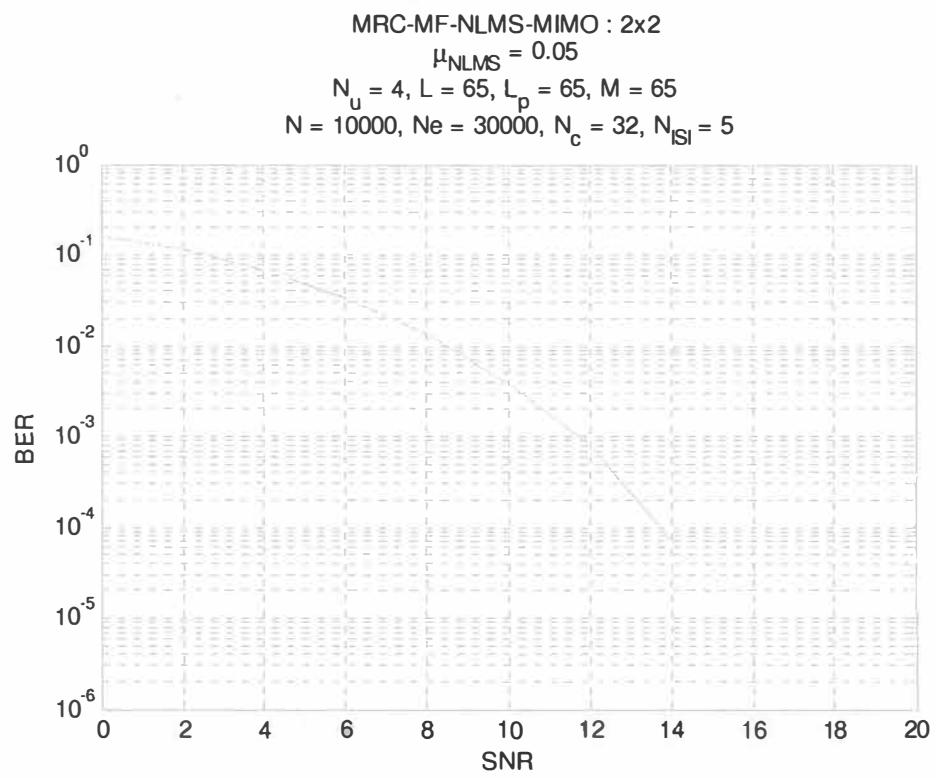
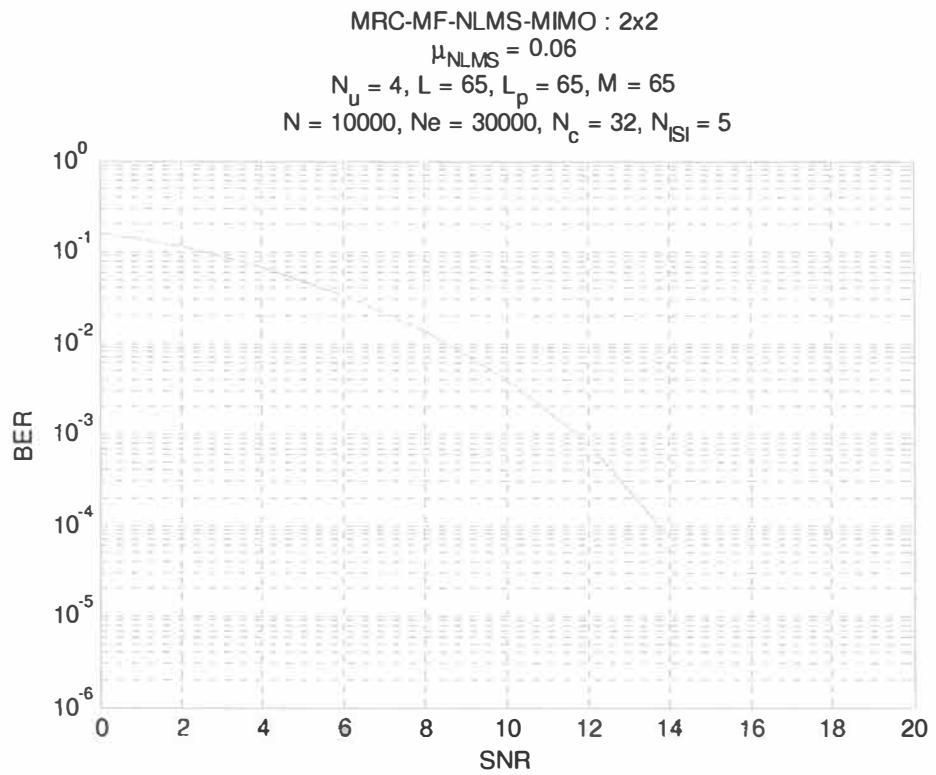


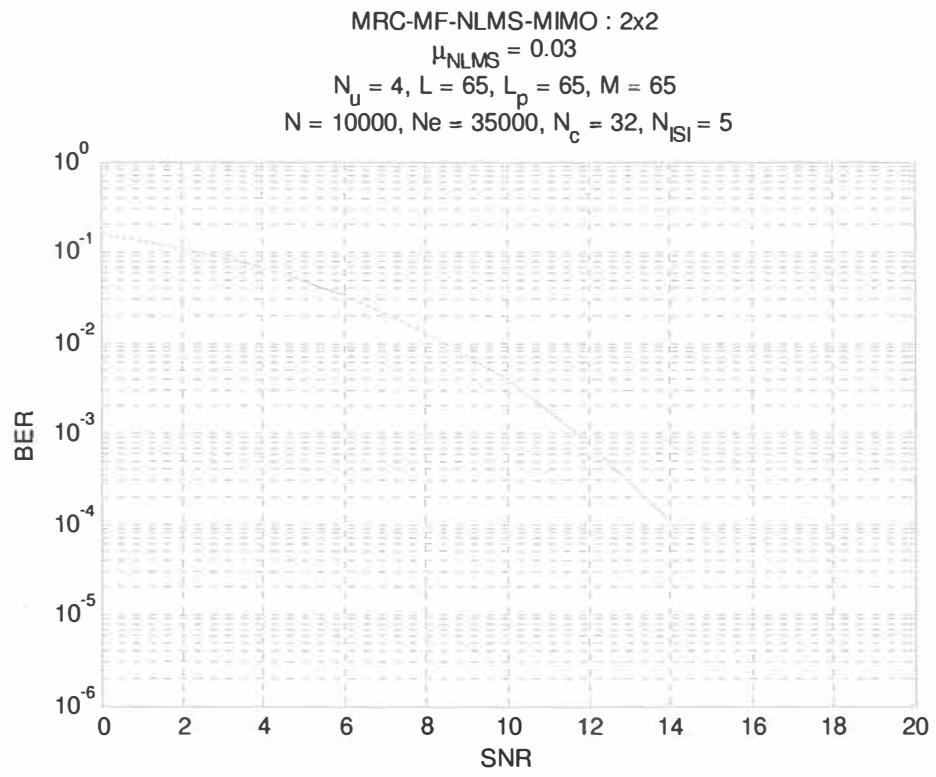
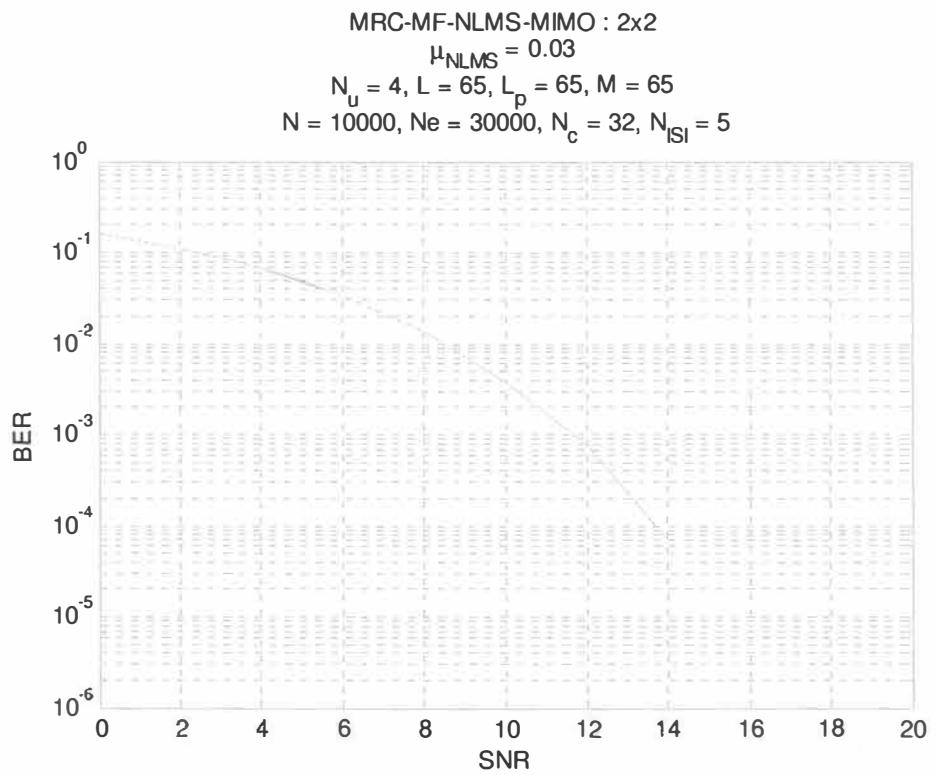


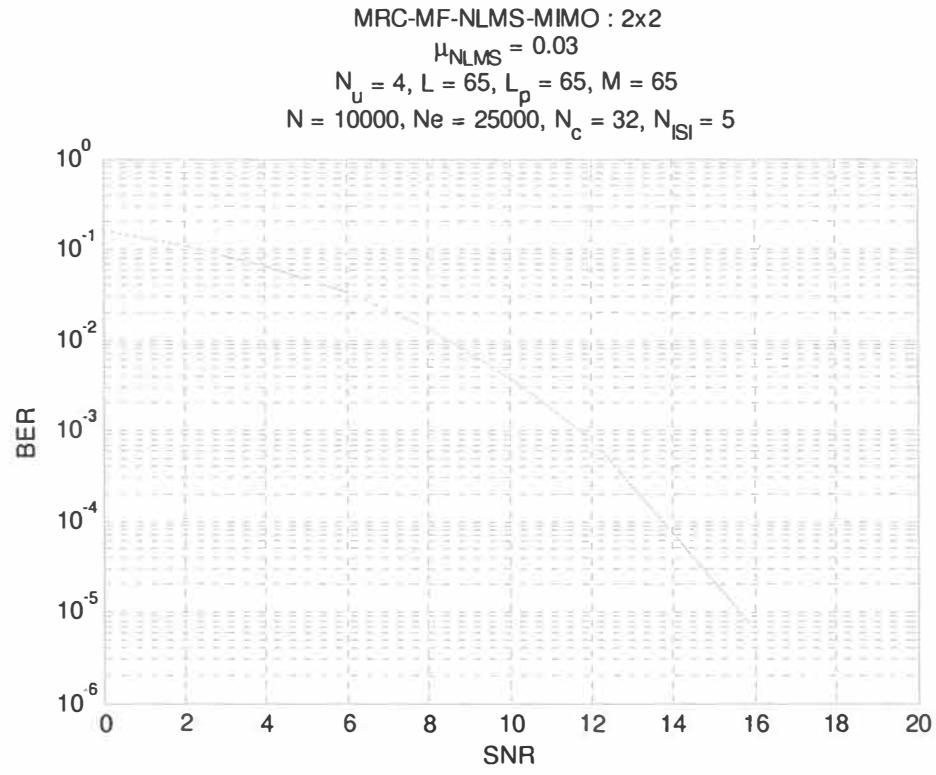
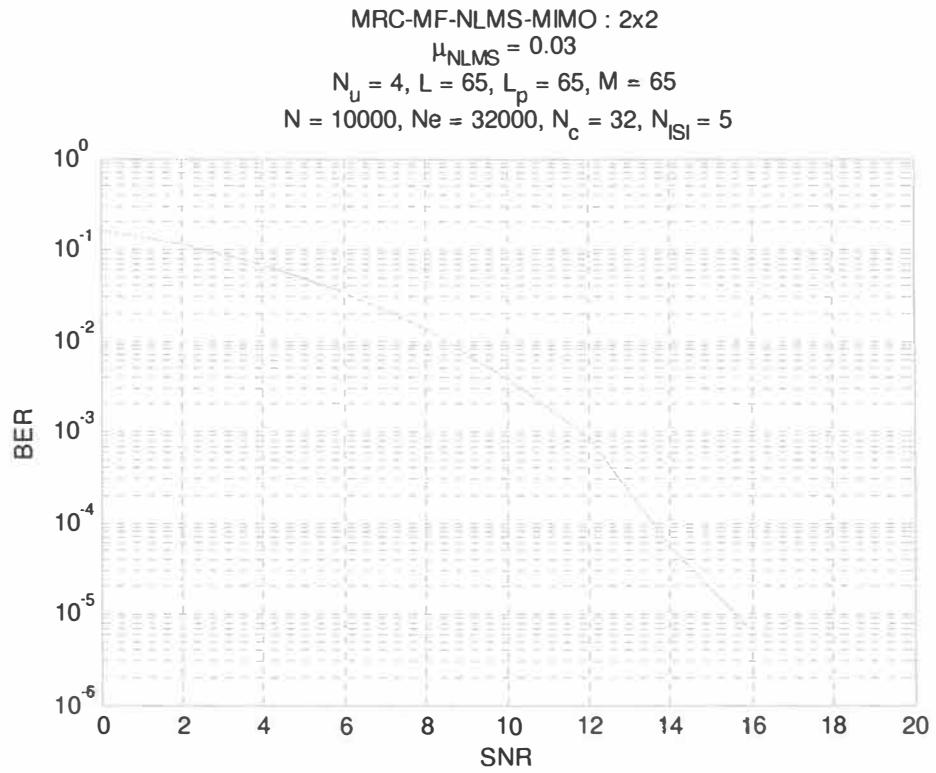


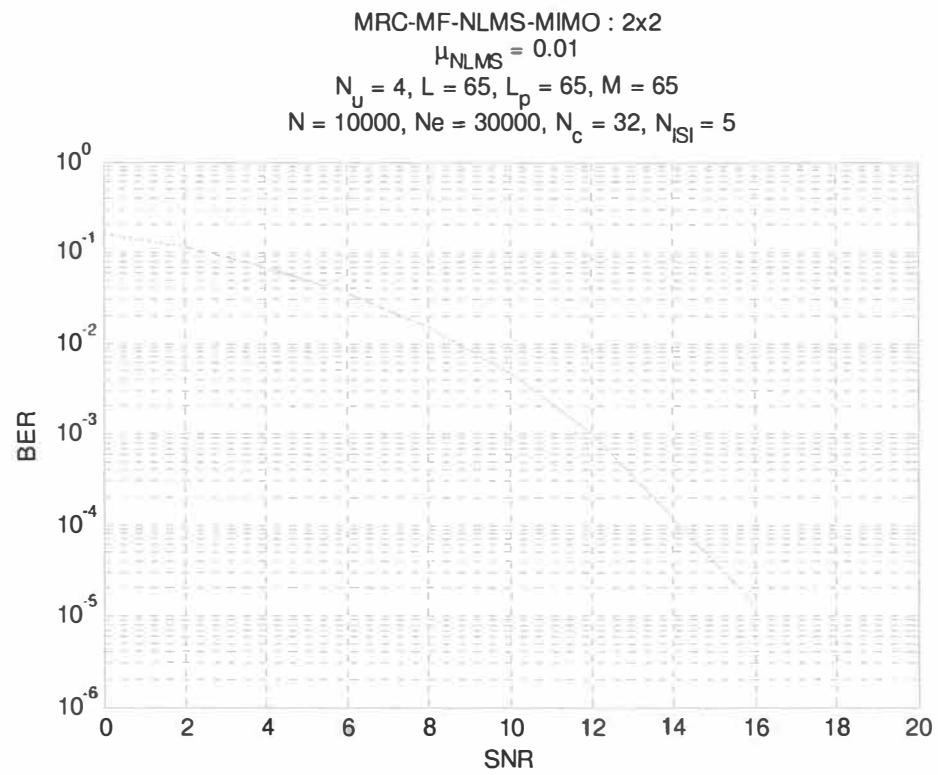
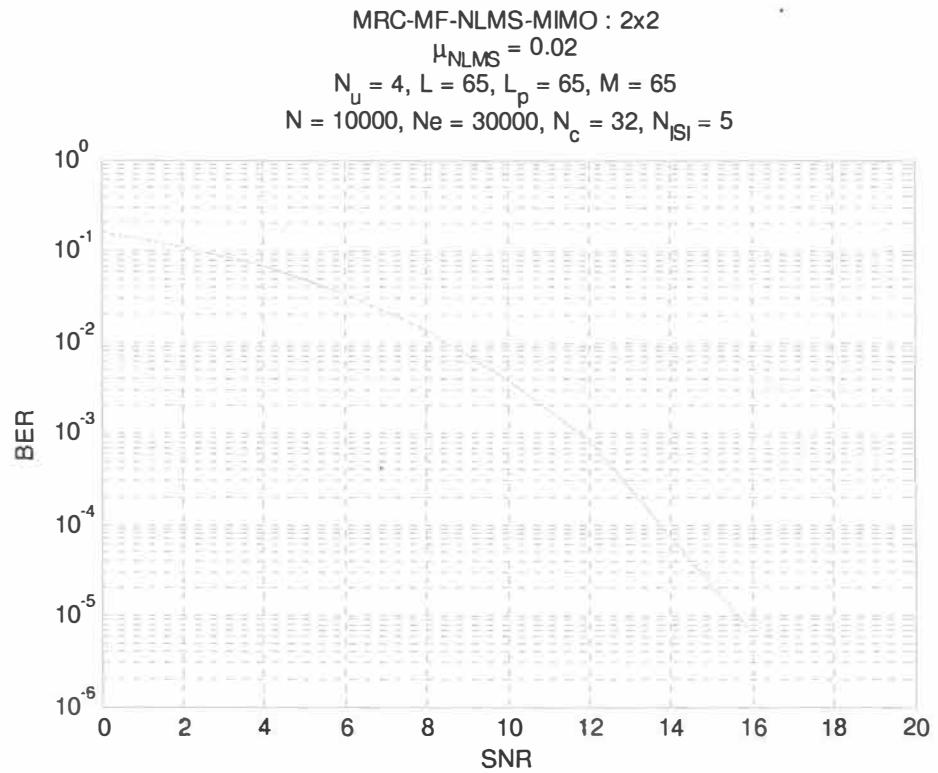


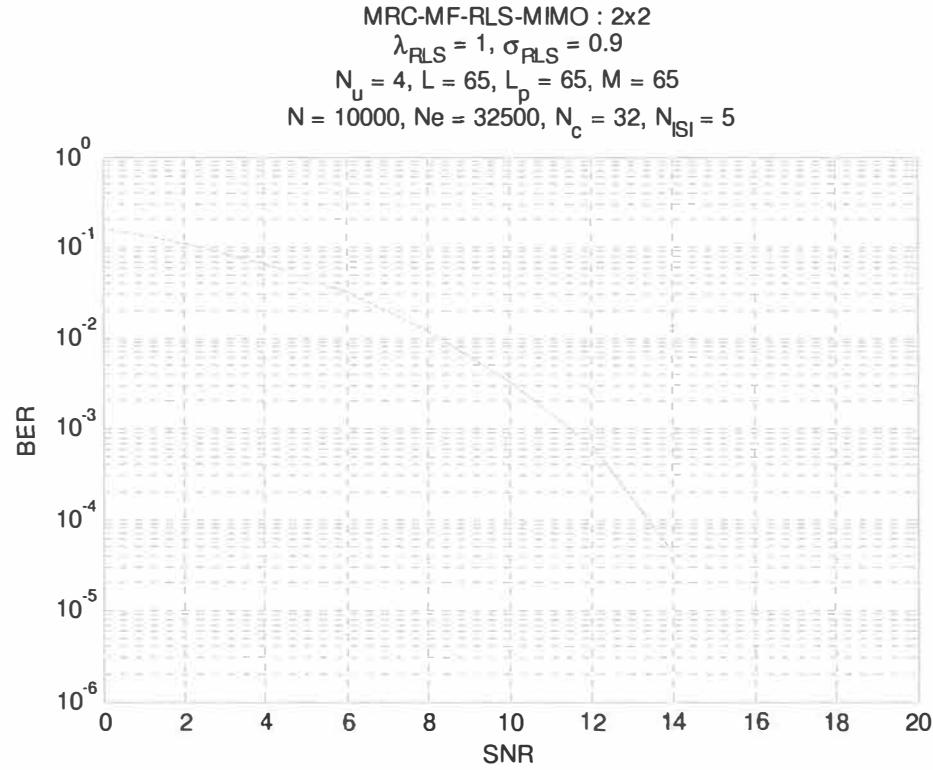
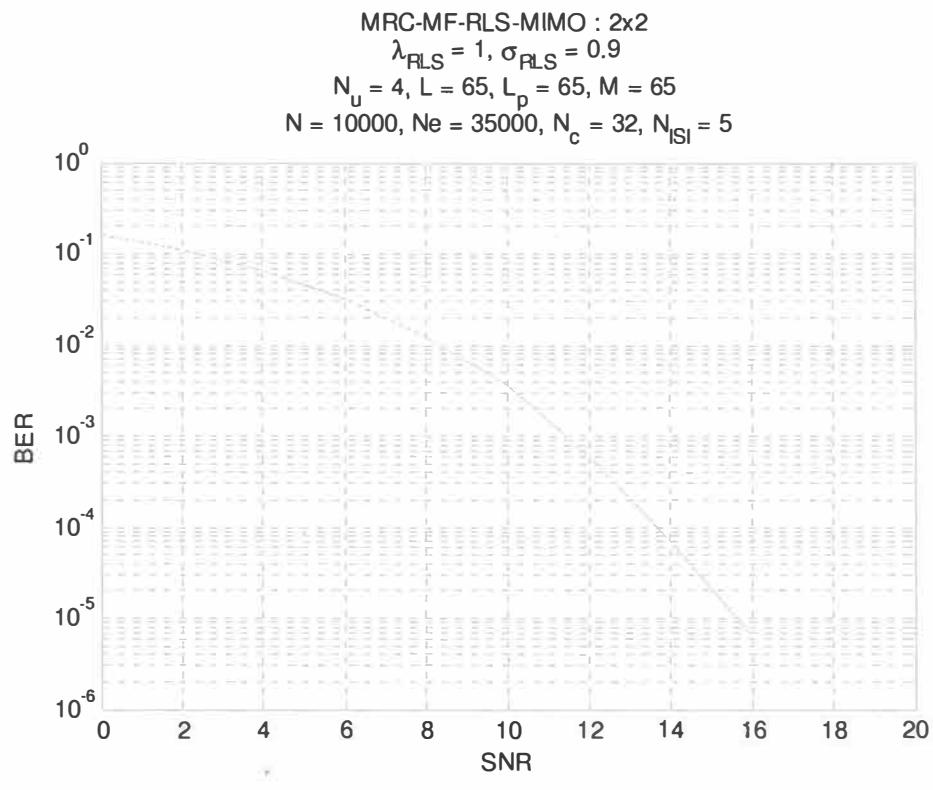


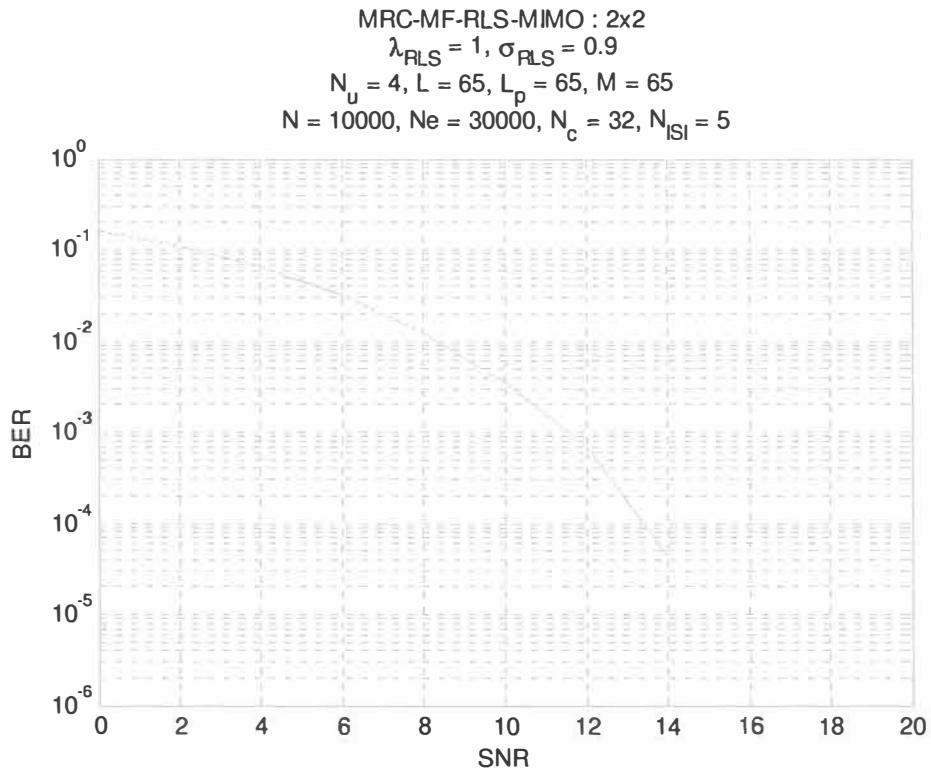




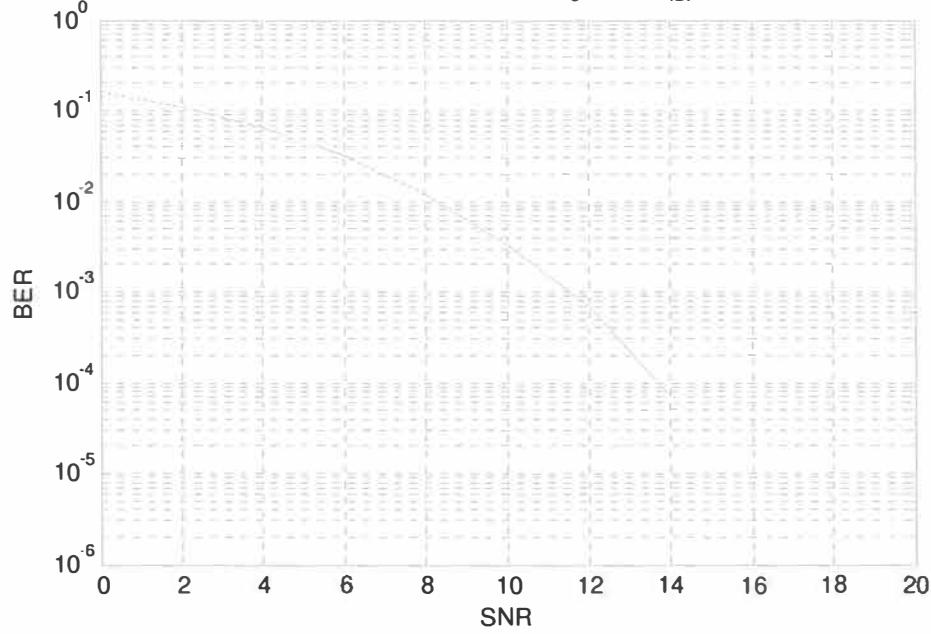


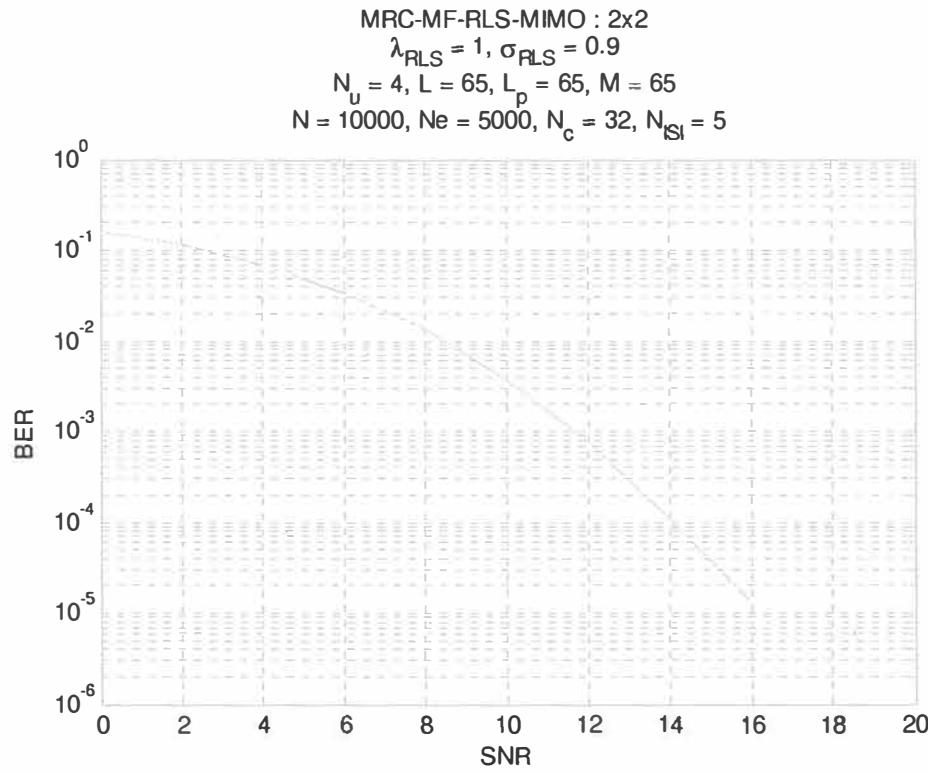
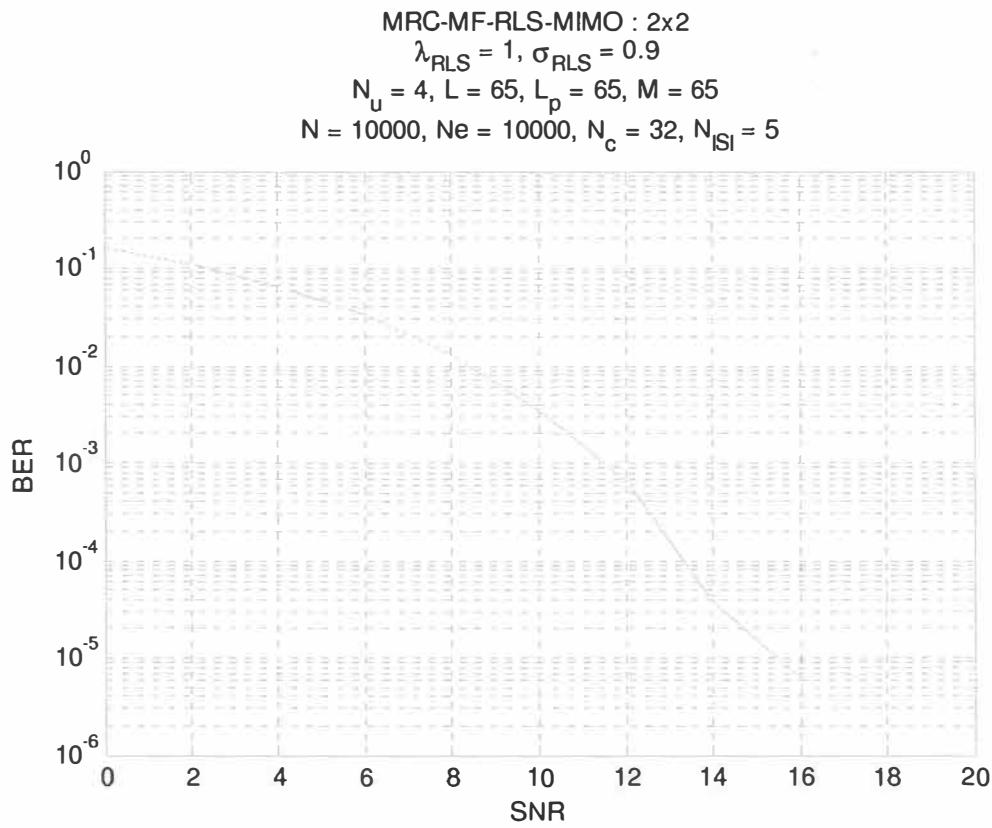


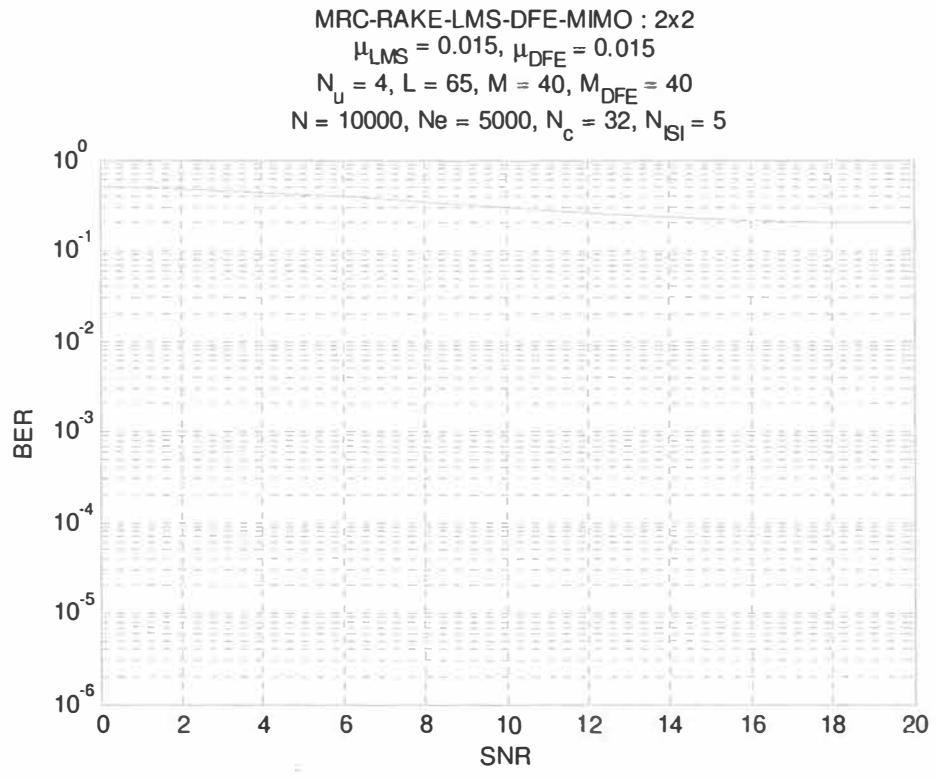
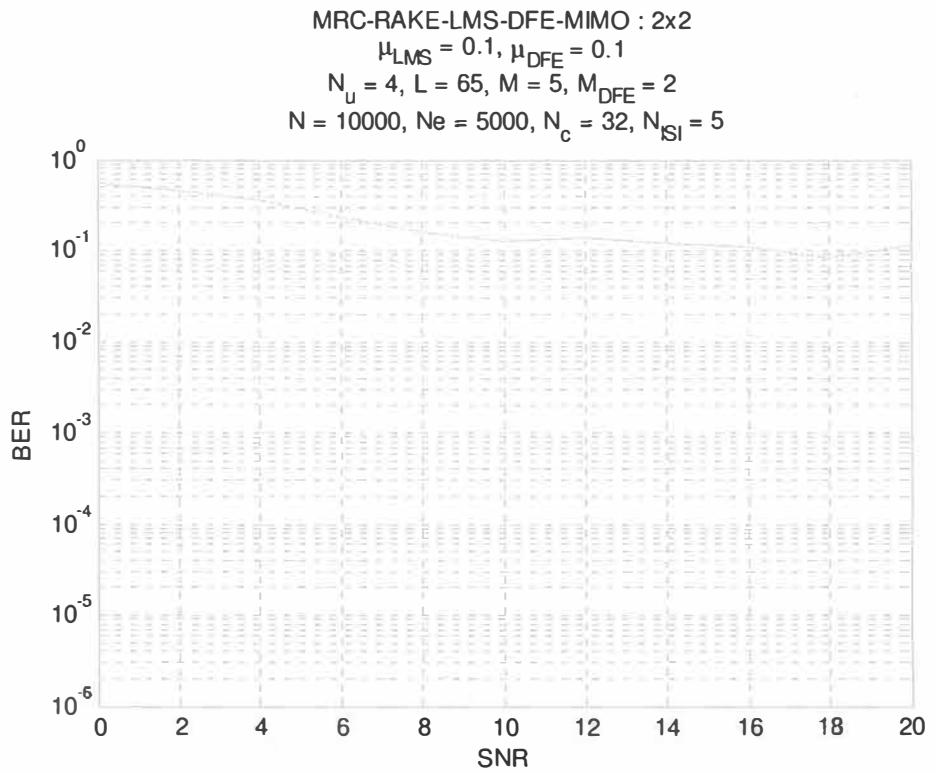


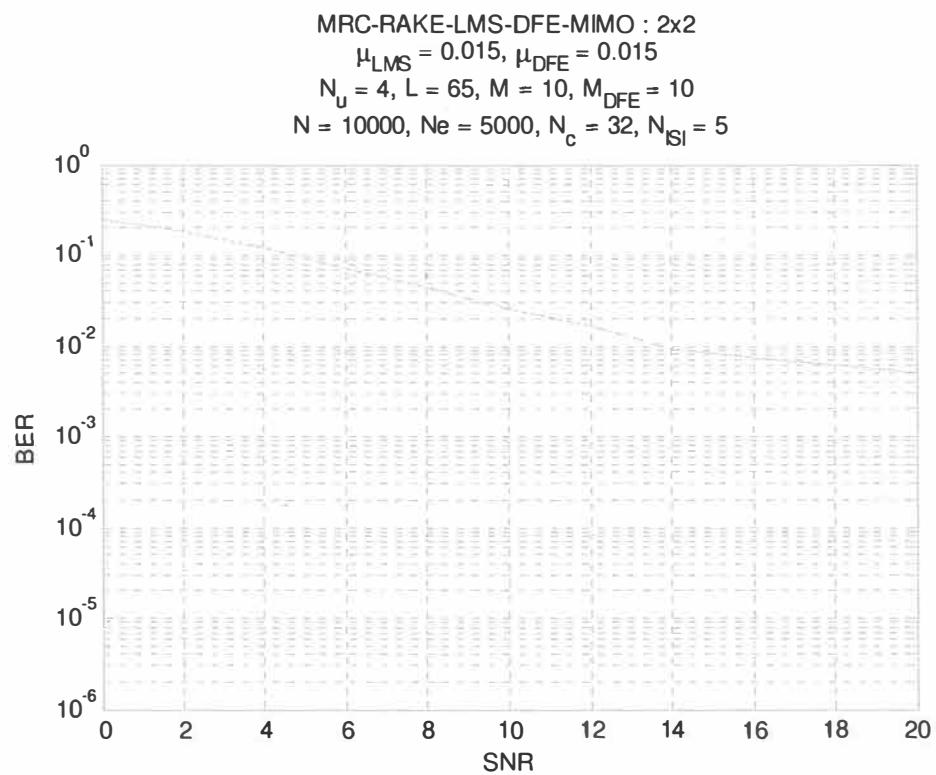
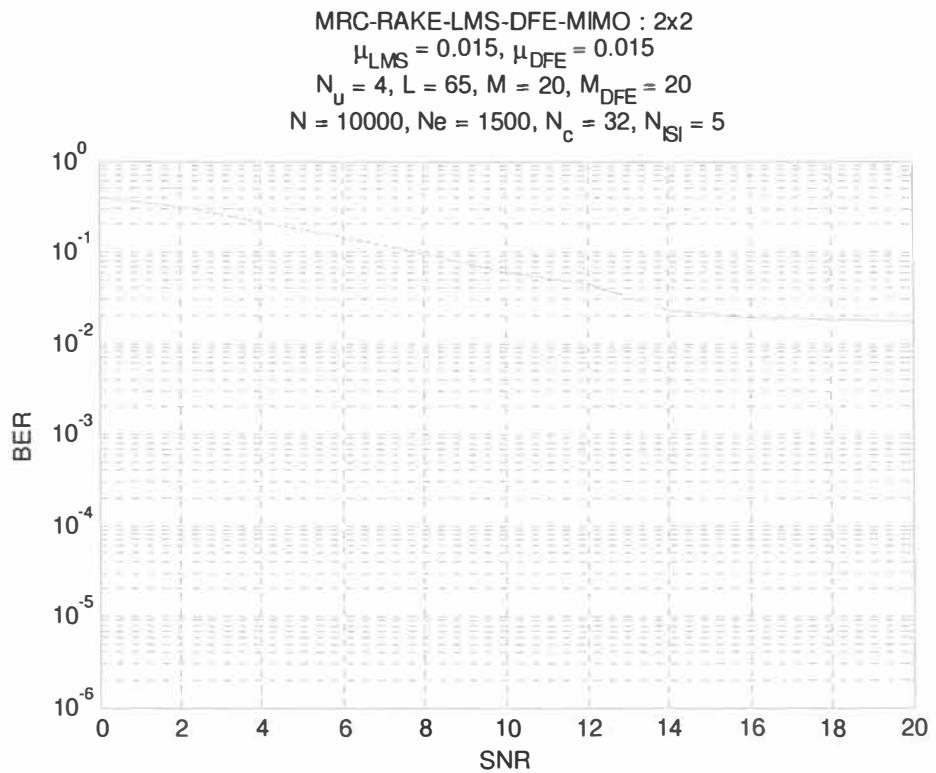


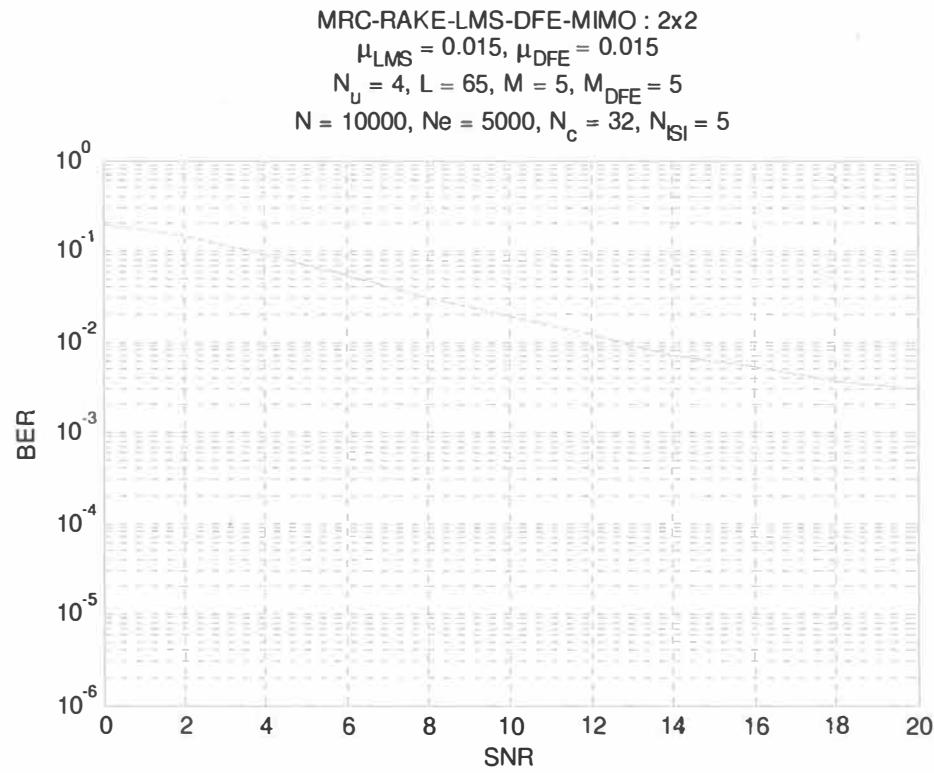
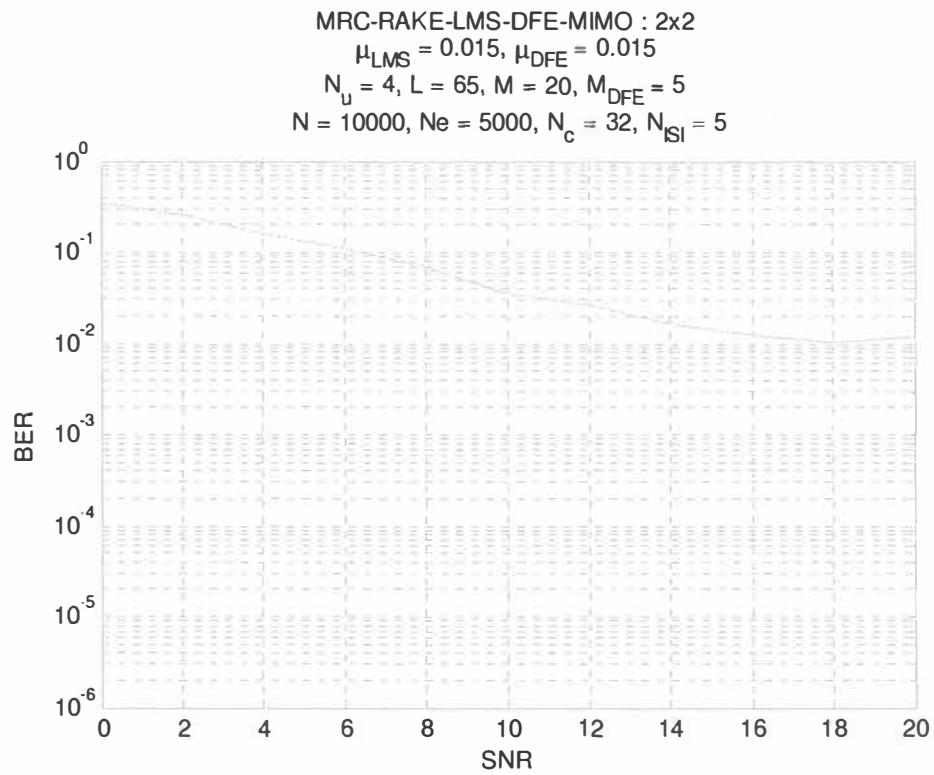
**MRC-MF-RLS-MIMO : 2x2**  
 $\lambda_{\text{RLS}} = 1, \sigma_{\text{RLS}} = 0.9$   
 $N_u = 4, L = 65, L_p = 65, M = 65$   
 $N = 10000, Ne = 20000, N_c = 32, N_{\text{SI}} = 5$

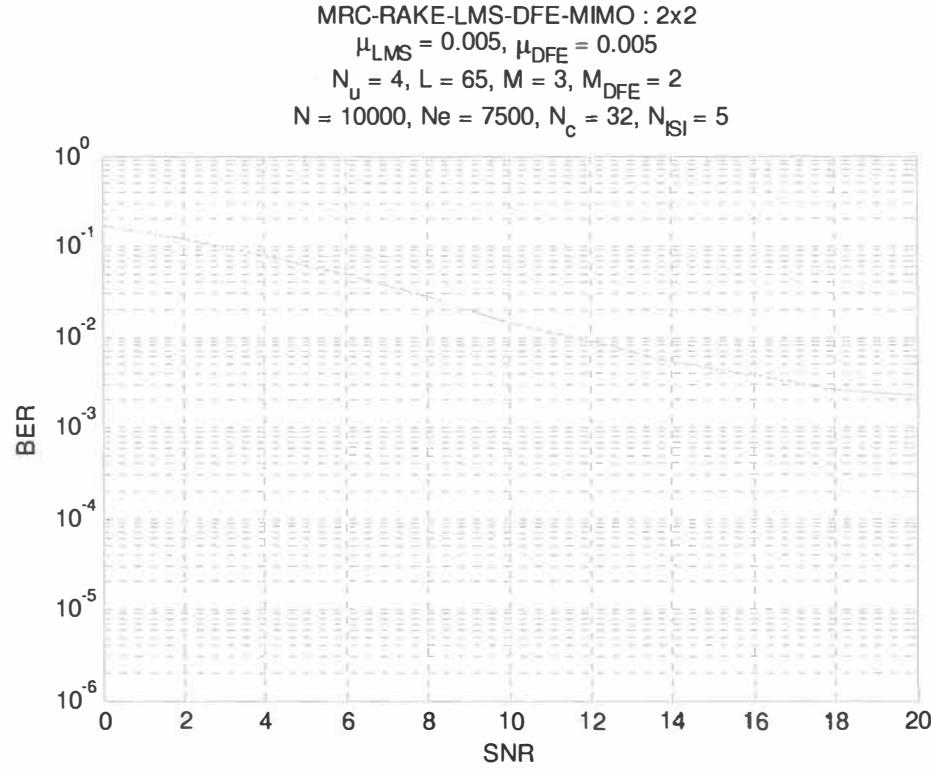
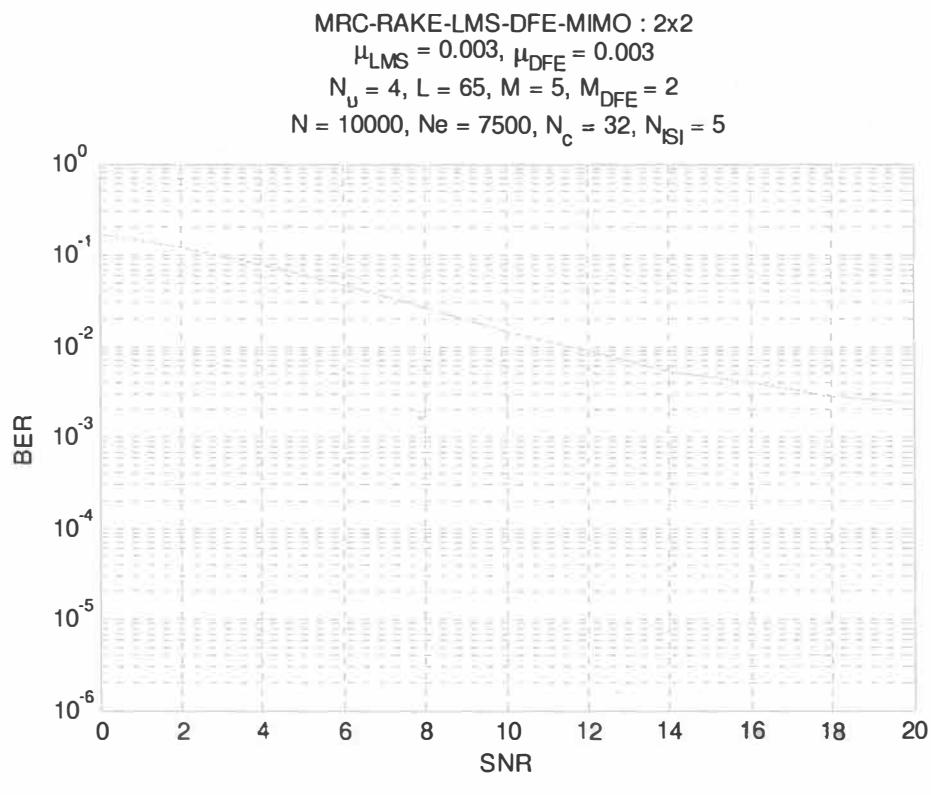




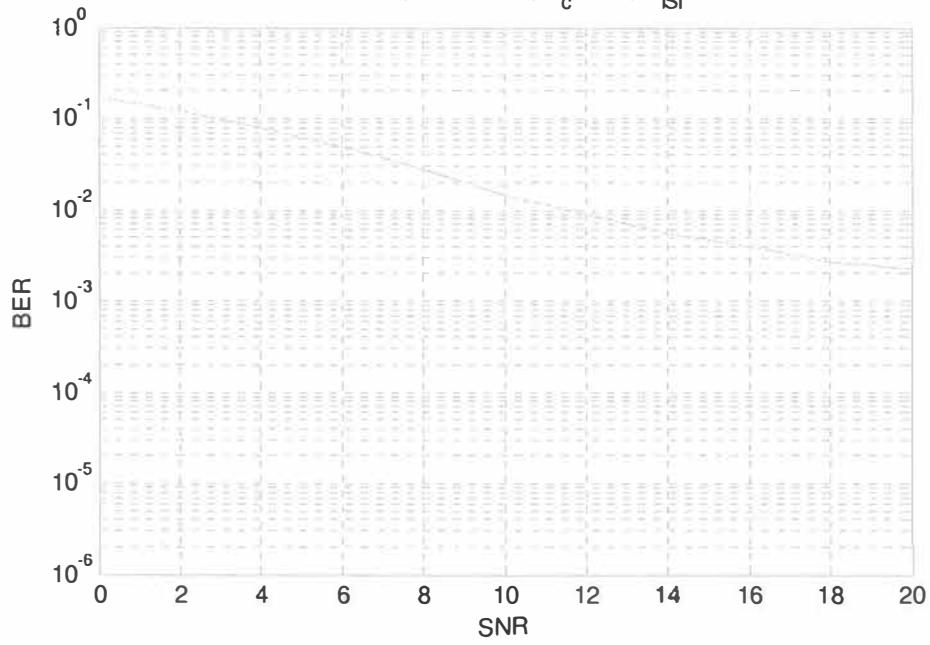




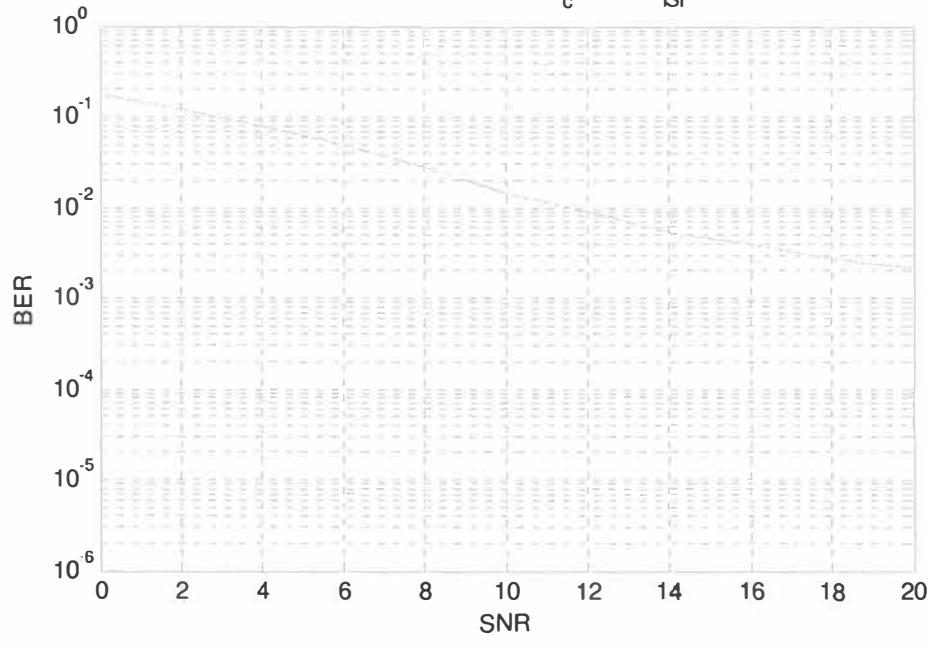


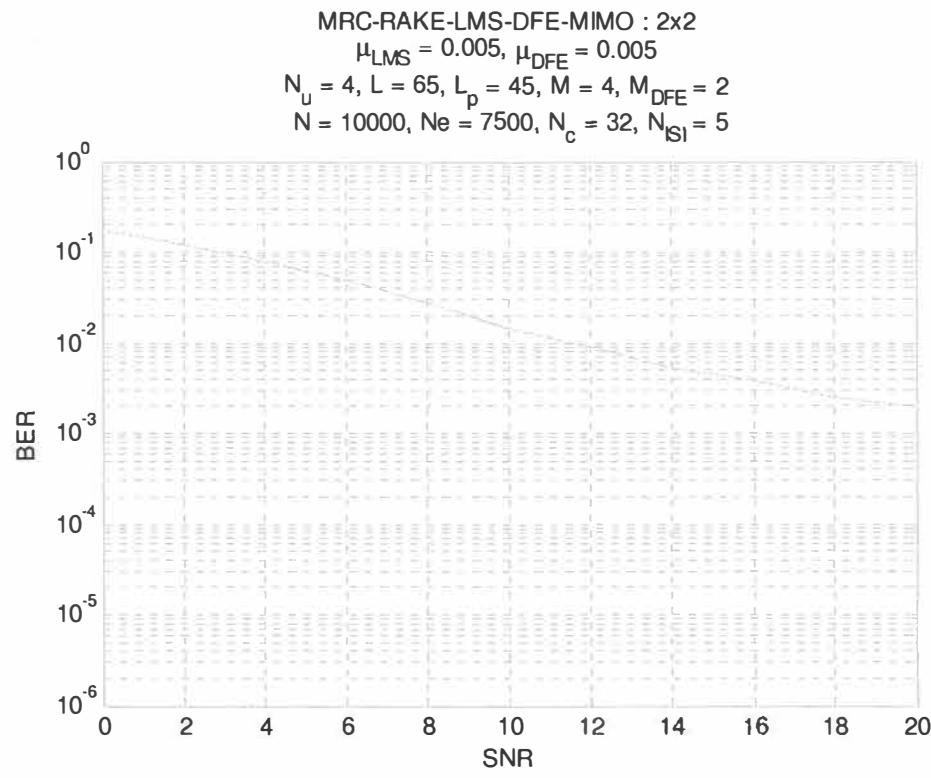
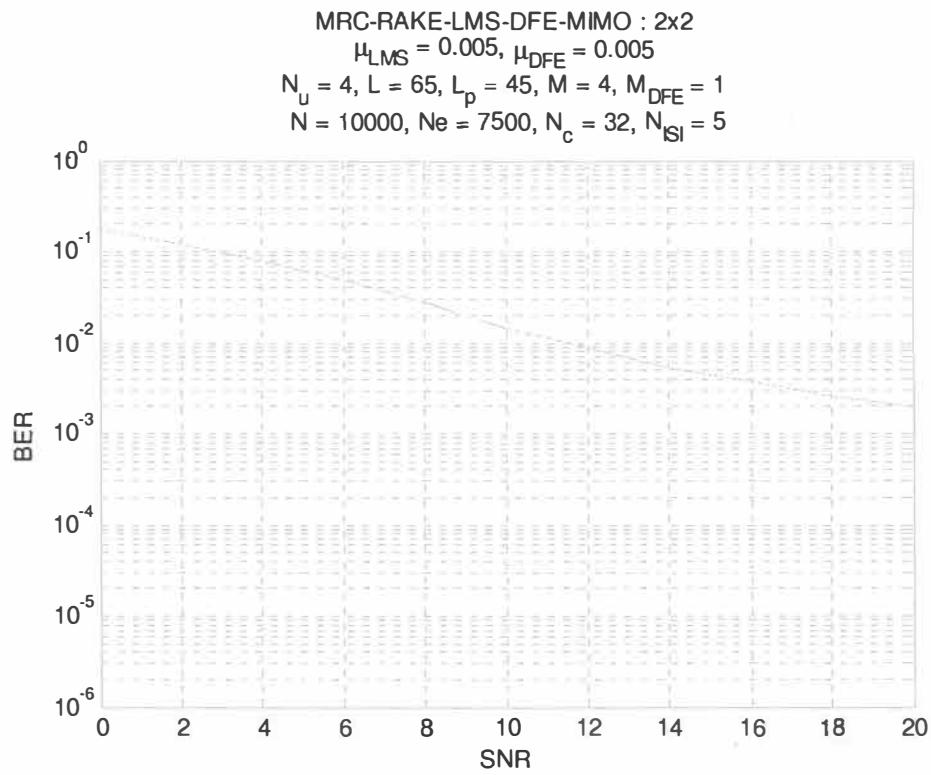


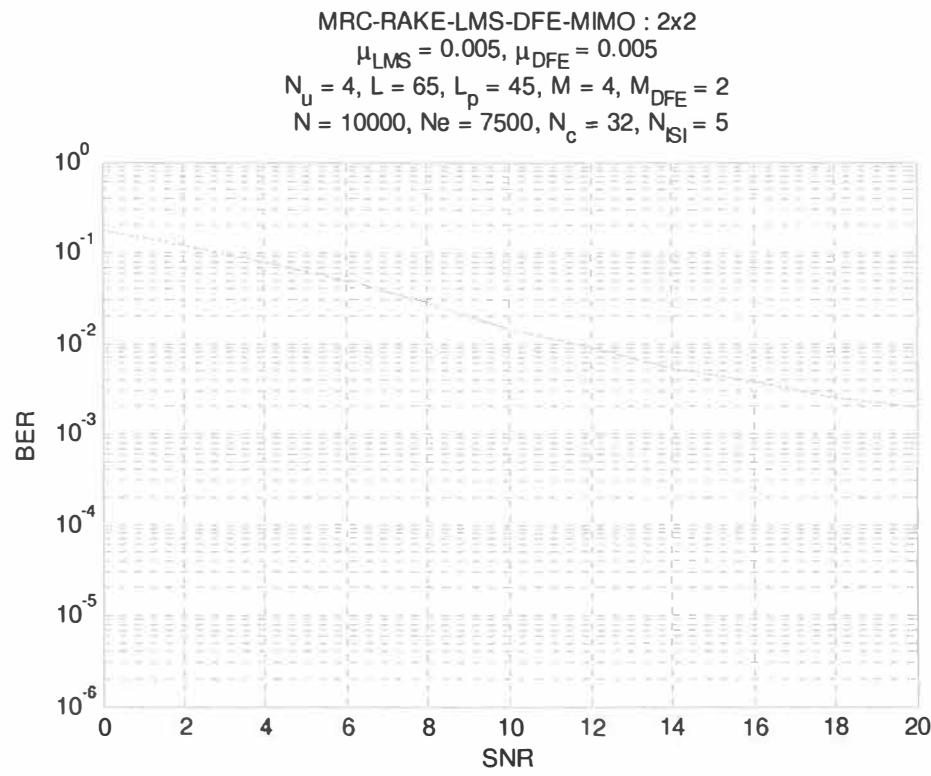
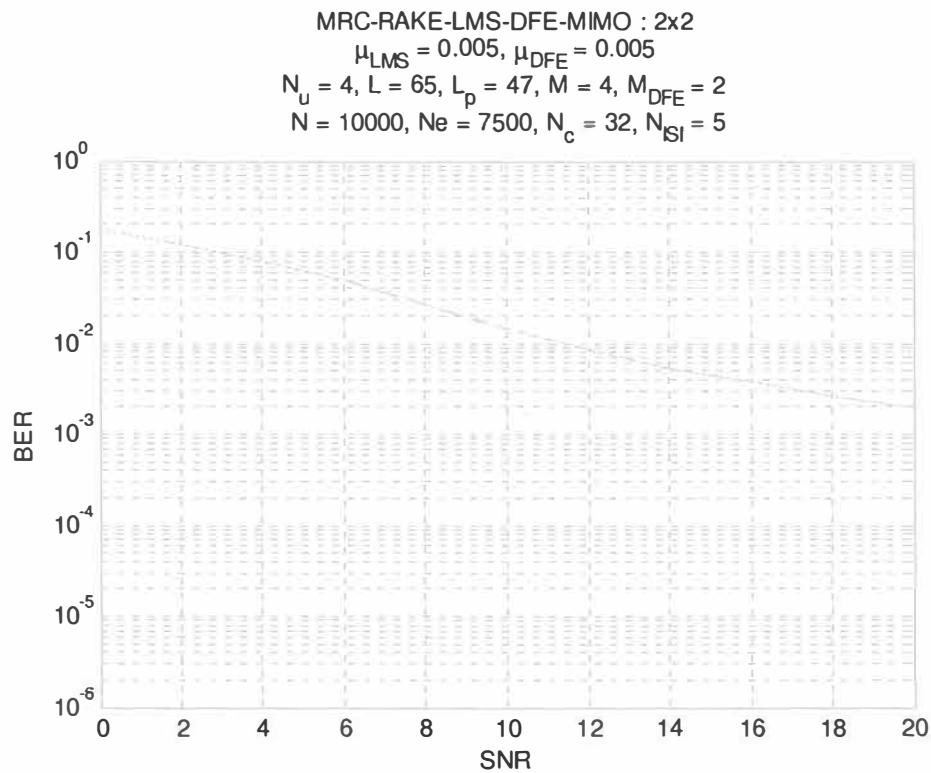
MRC-RAKE-LMS-DFE-MIMO : 2x2  
 $\mu_{\text{LMS}} = 0.005, \mu_{\text{DFE}} = 0.005$   
 $N_u = 4, L = 65, M = 4, M_{\text{DFE}} = 1$   
 $N = 10000, Ne = 7500, N_c = 32, N_{\text{ISI}} = 5$

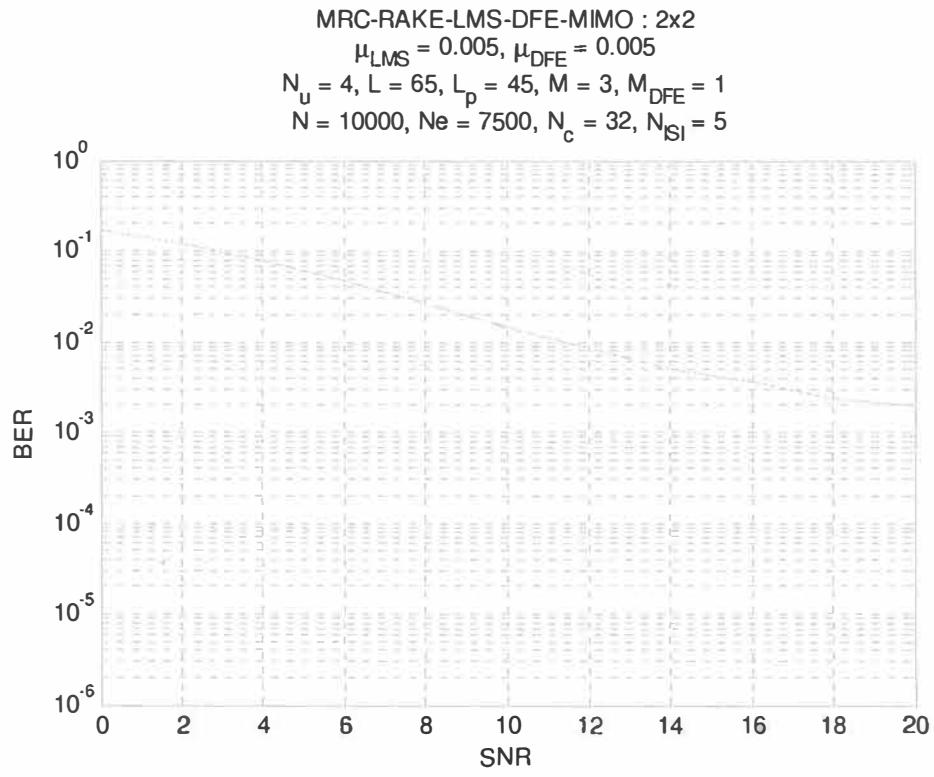
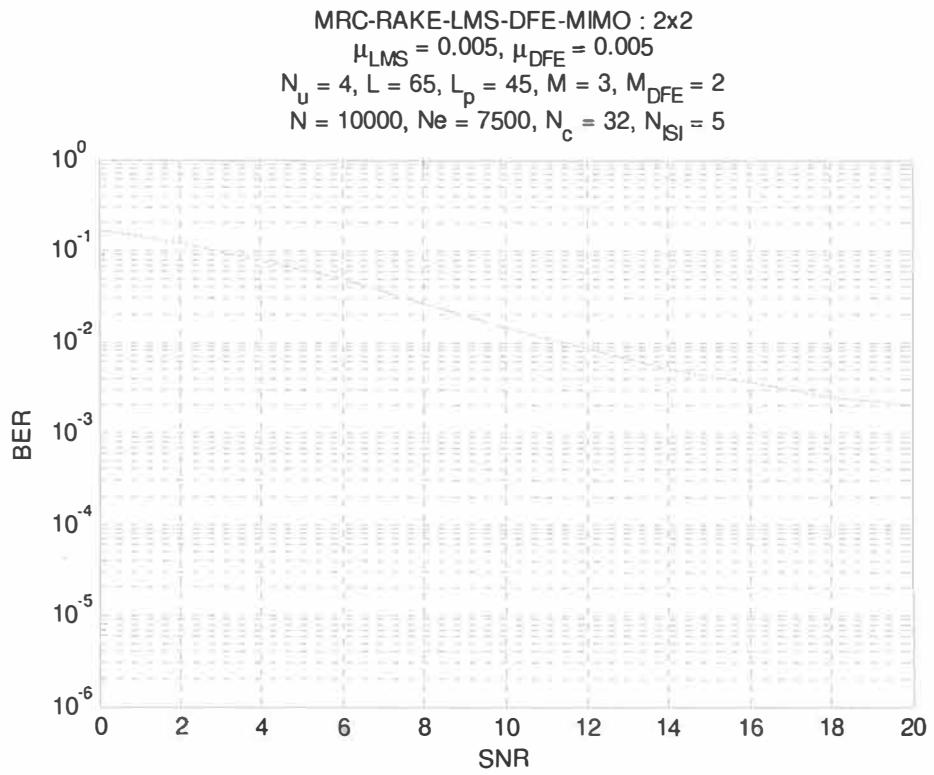


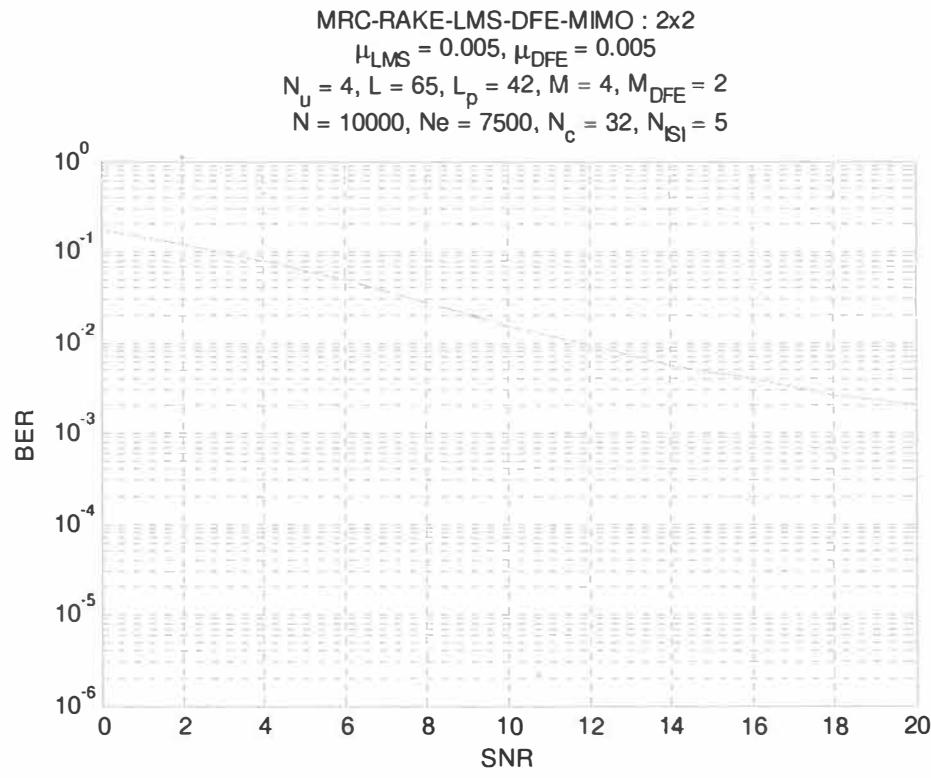
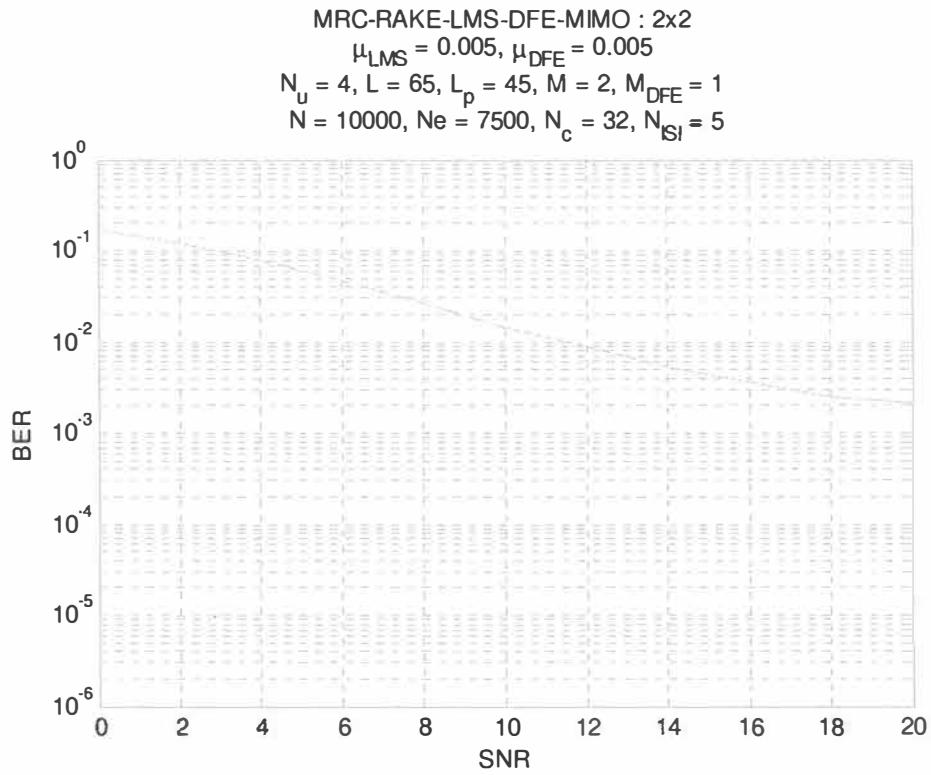
MRC-RAKE-LMS-DFE-MIMO : 2x2  
 $\mu_{\text{LMS}} = 0.005, \mu_{\text{DFE}} = 0.005$   
 $N_u = 4, L = 65, M = 4, M_{\text{DFE}} = 2$   
 $N = 10000, Ne = 7500, N_c = 32, N_{\text{ISI}} = 5$

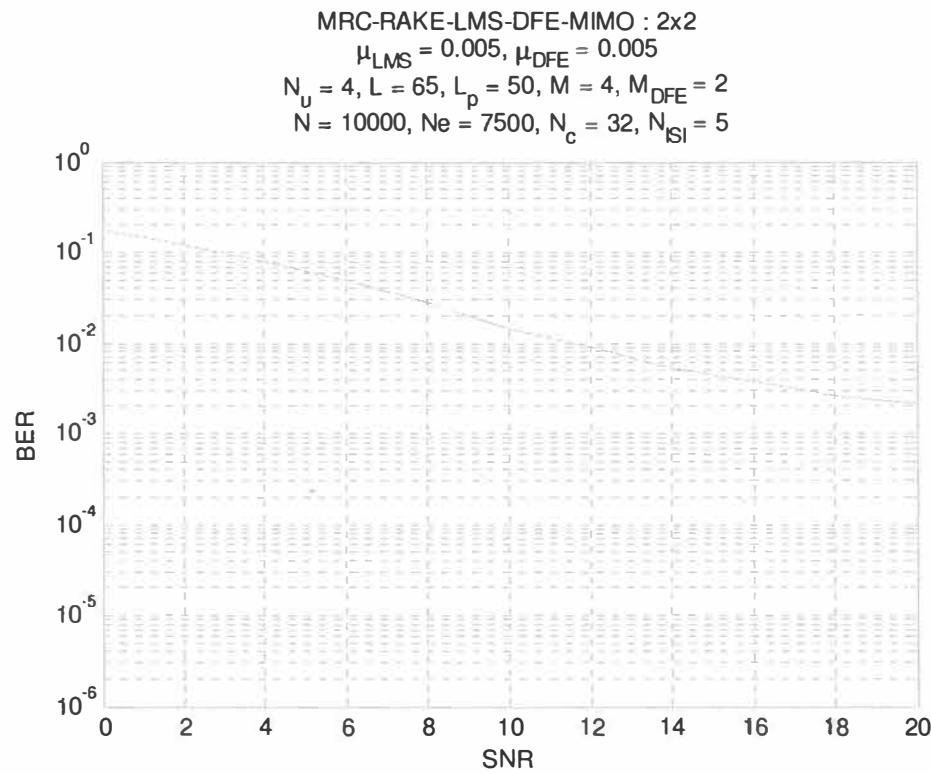
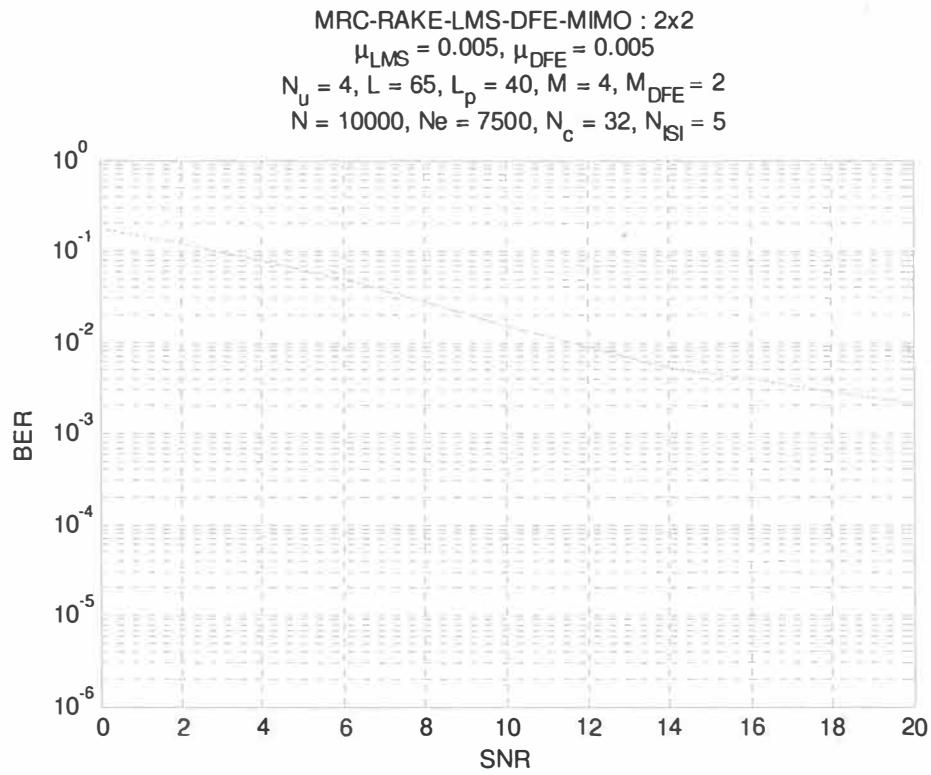


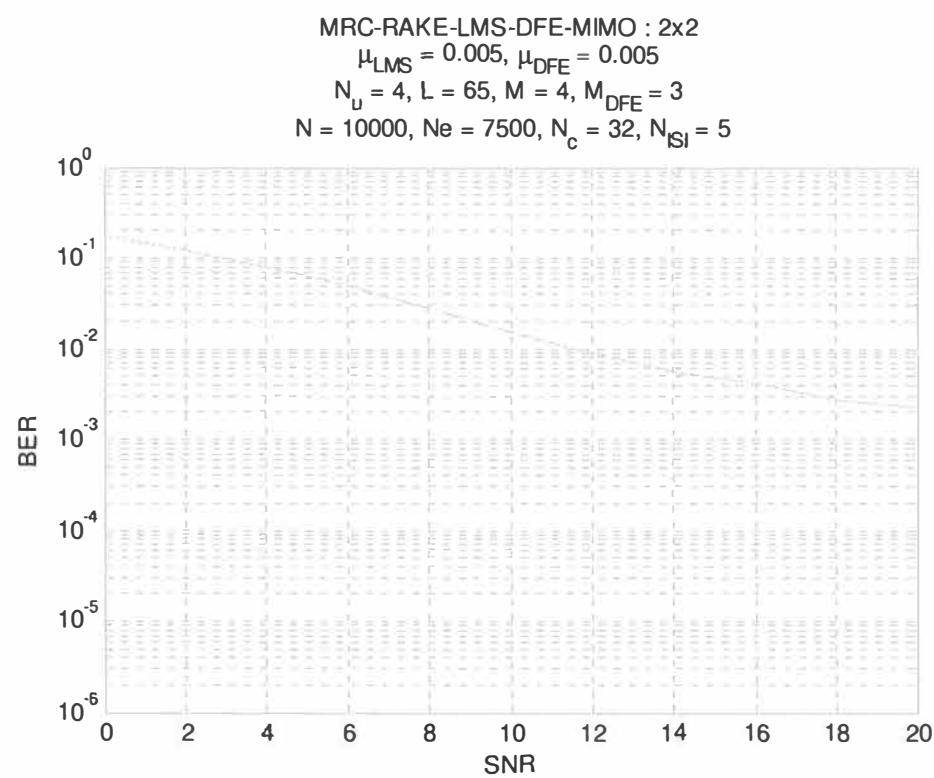
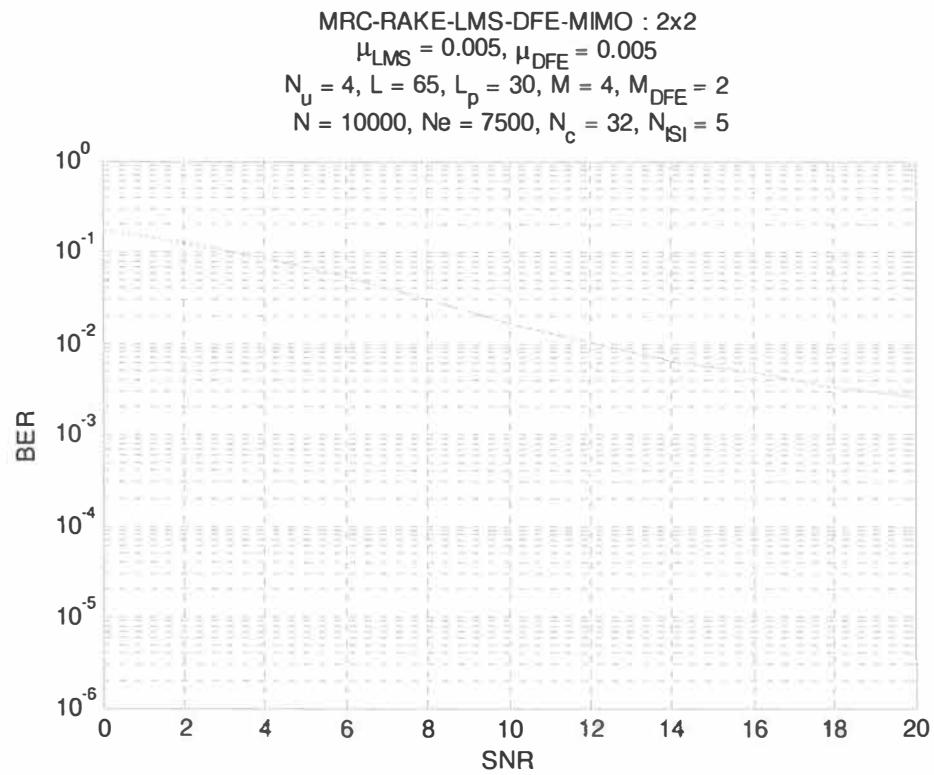


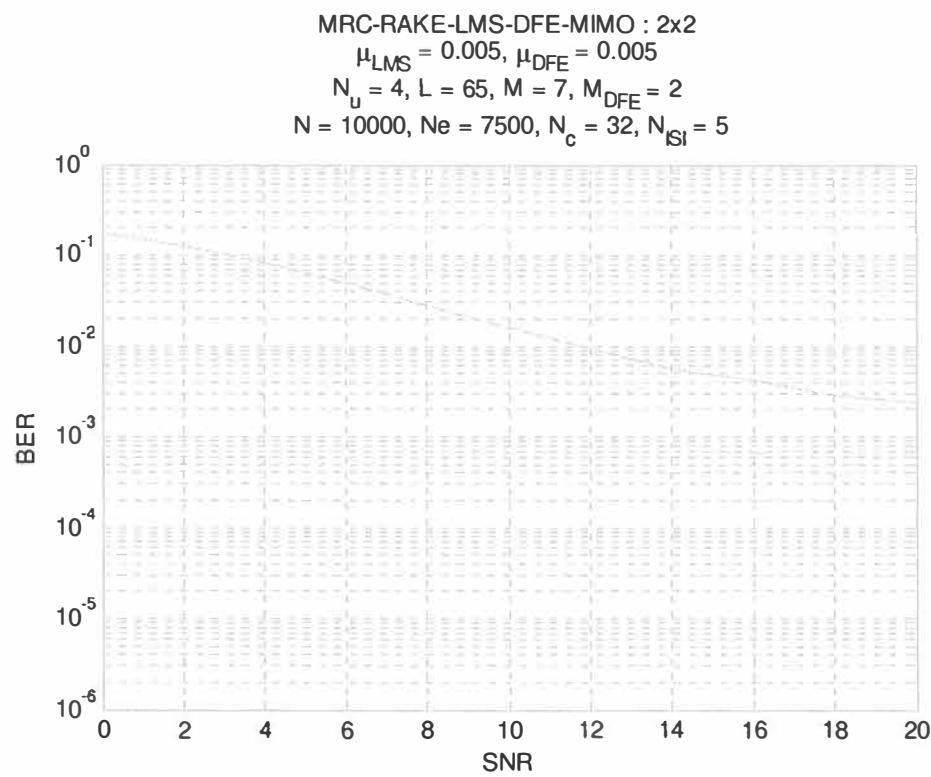
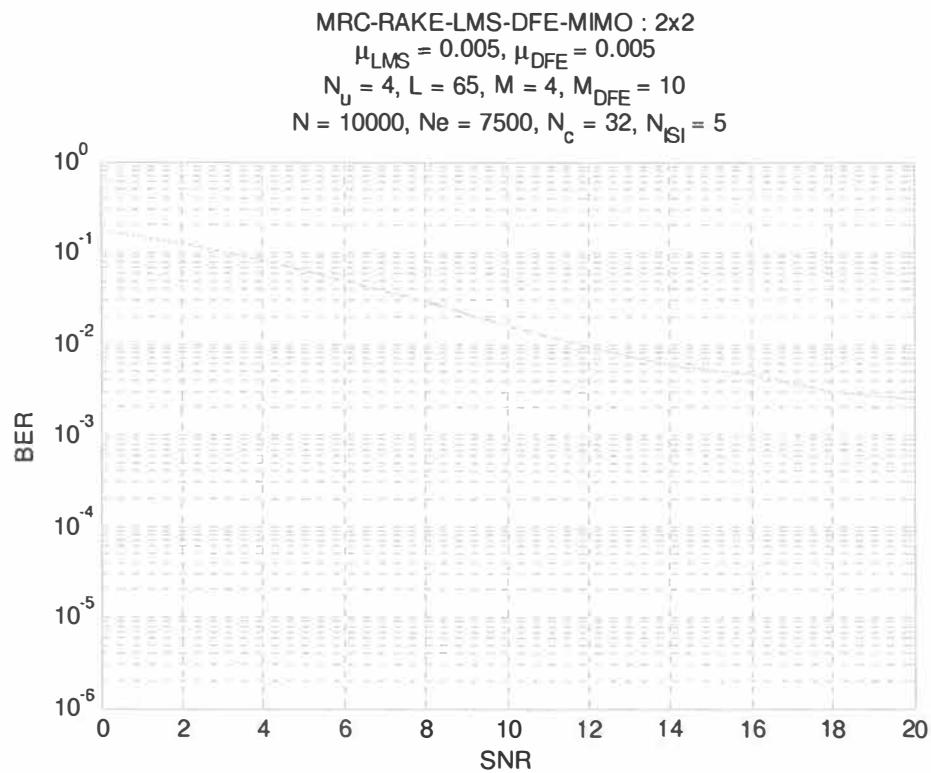


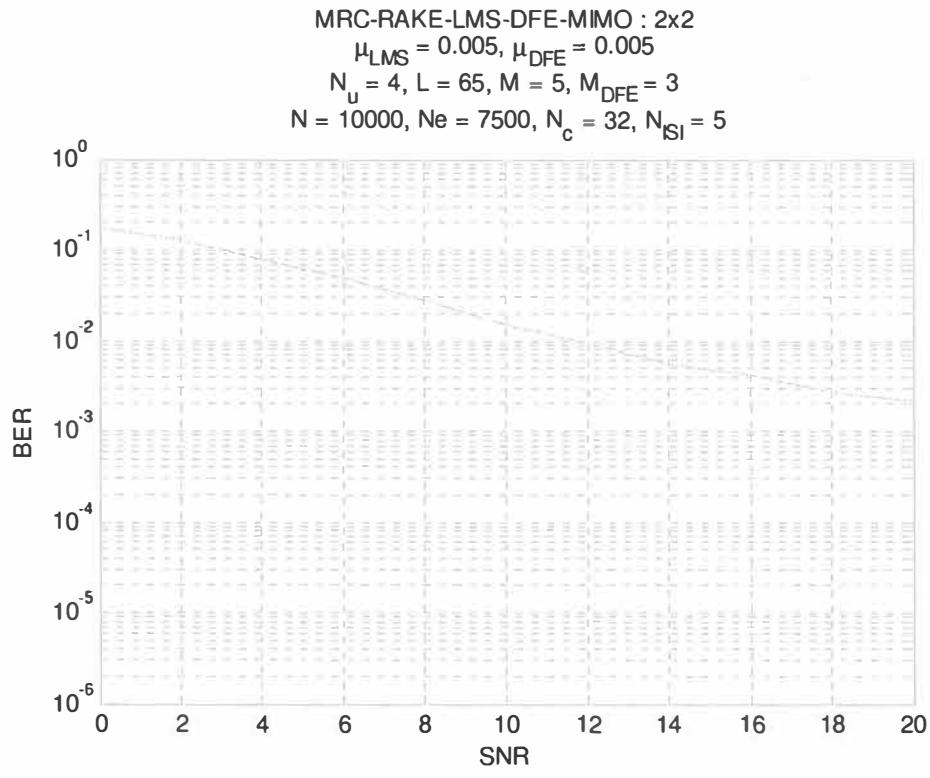
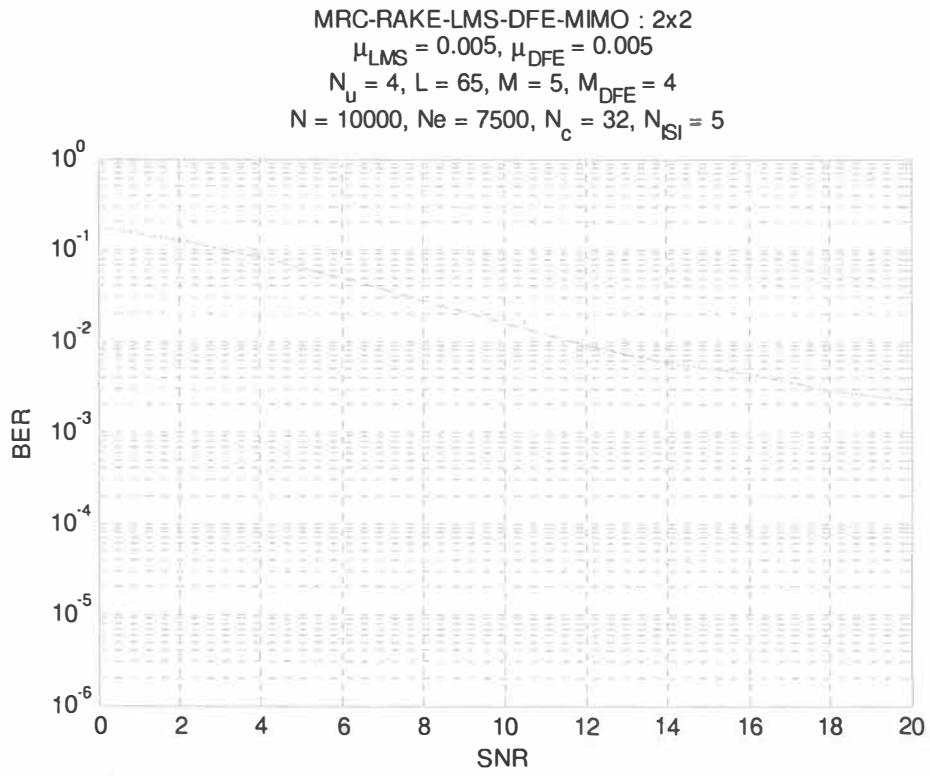


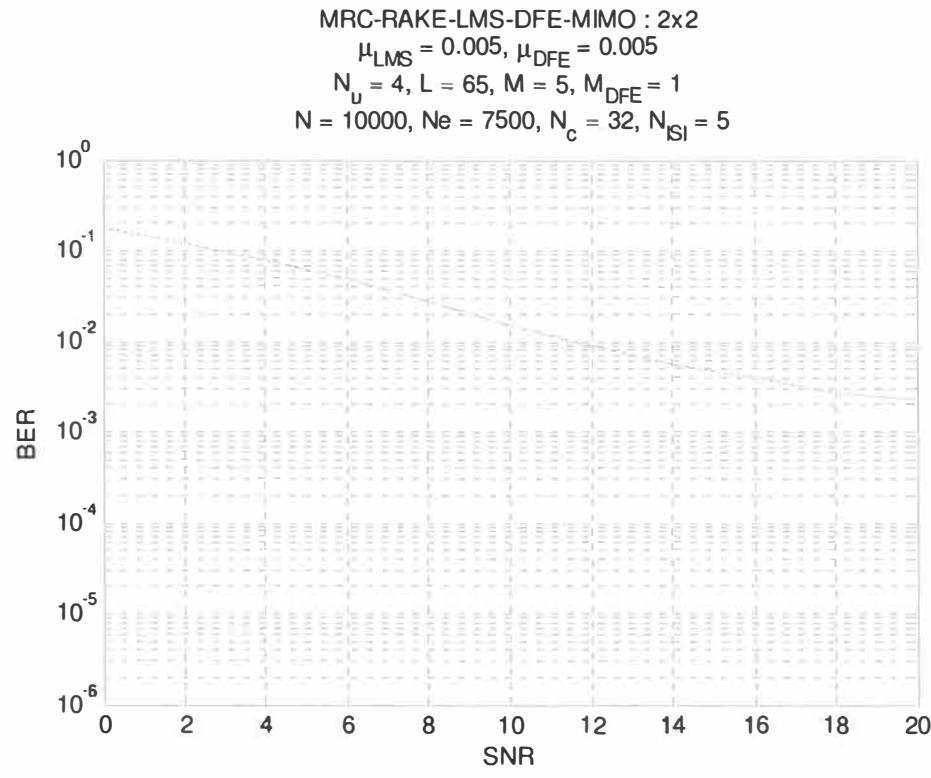
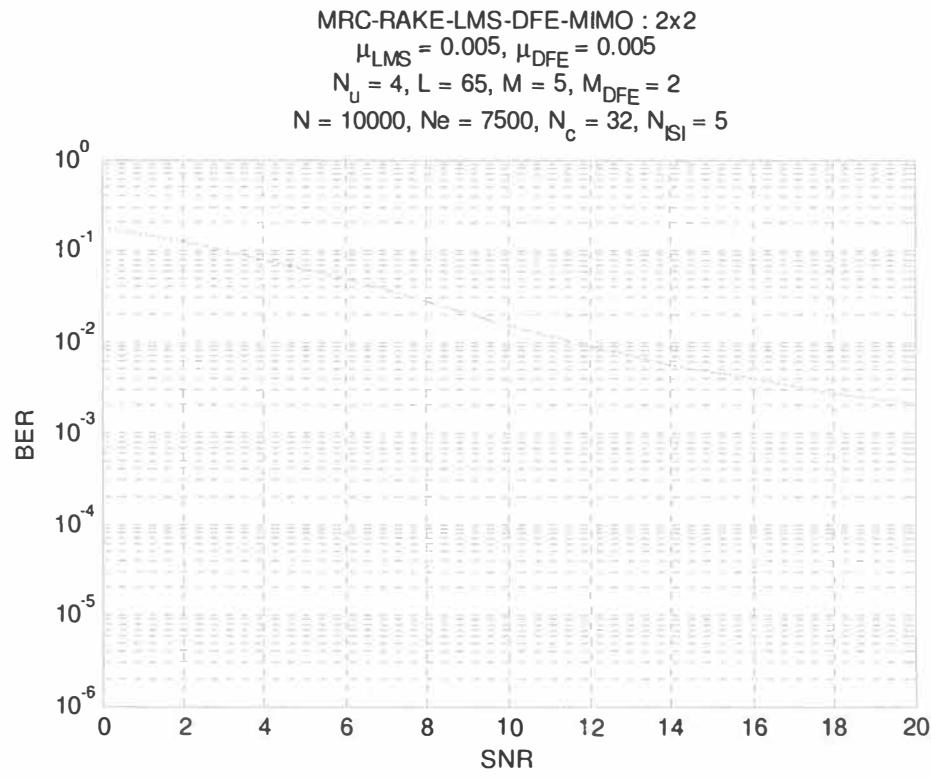


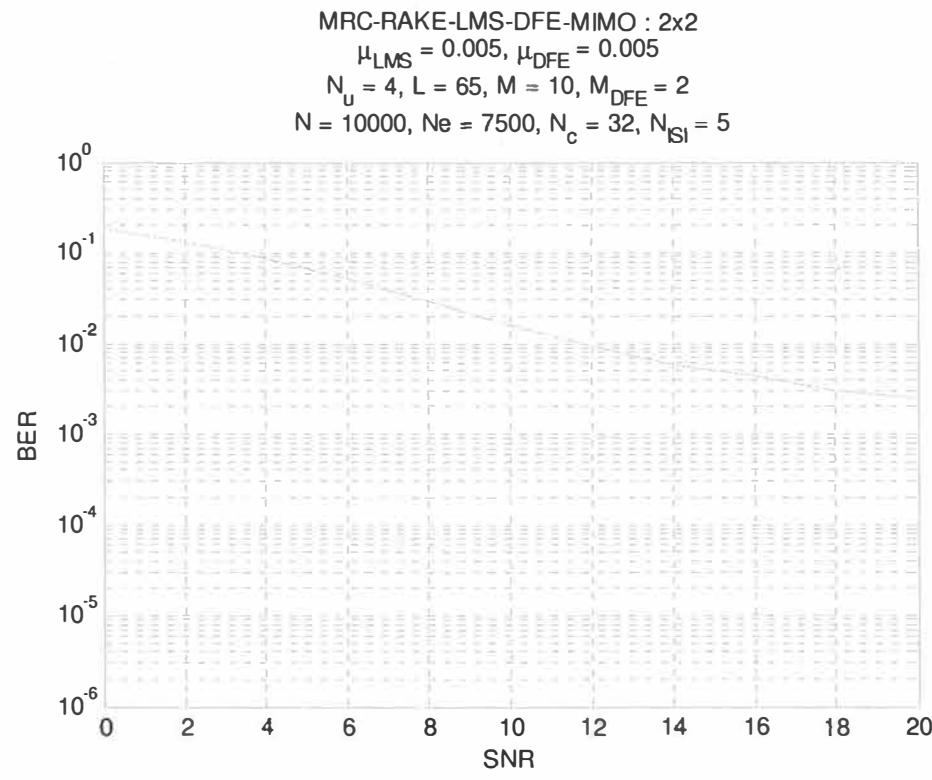
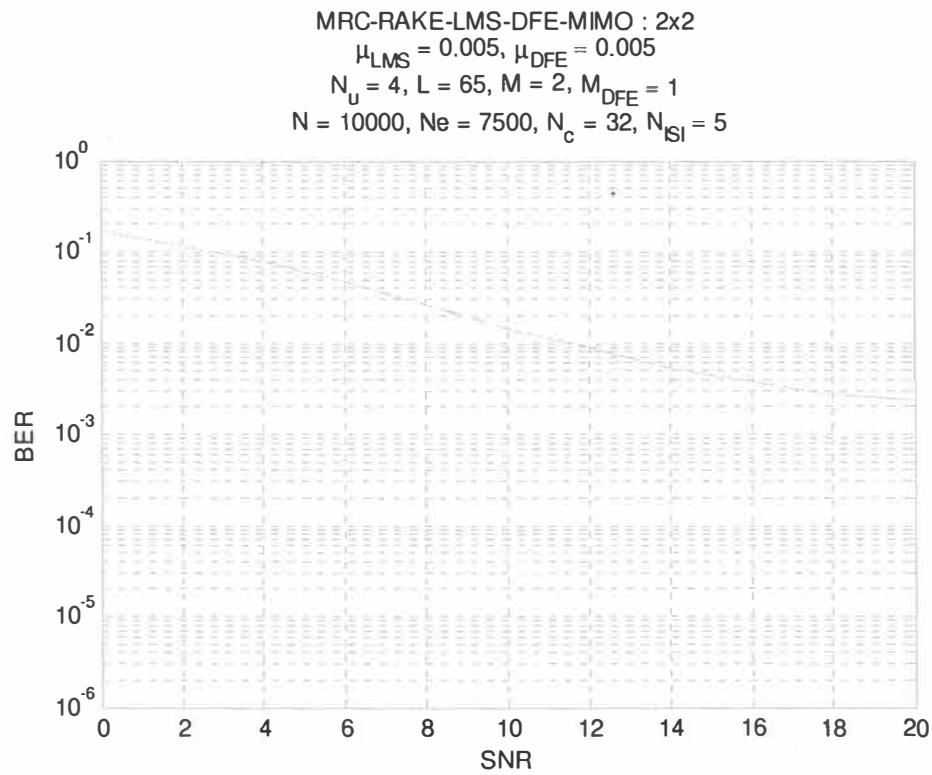




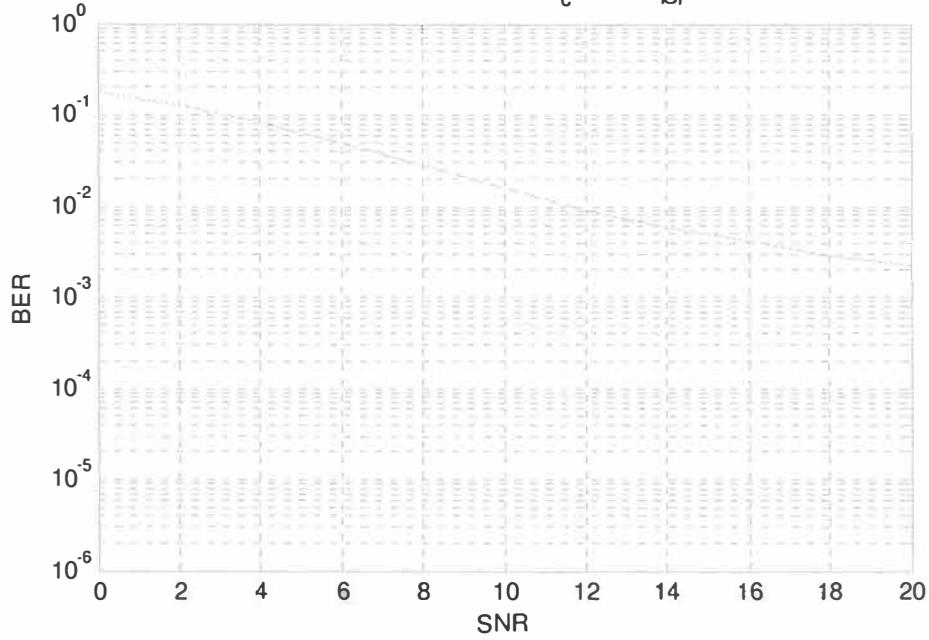




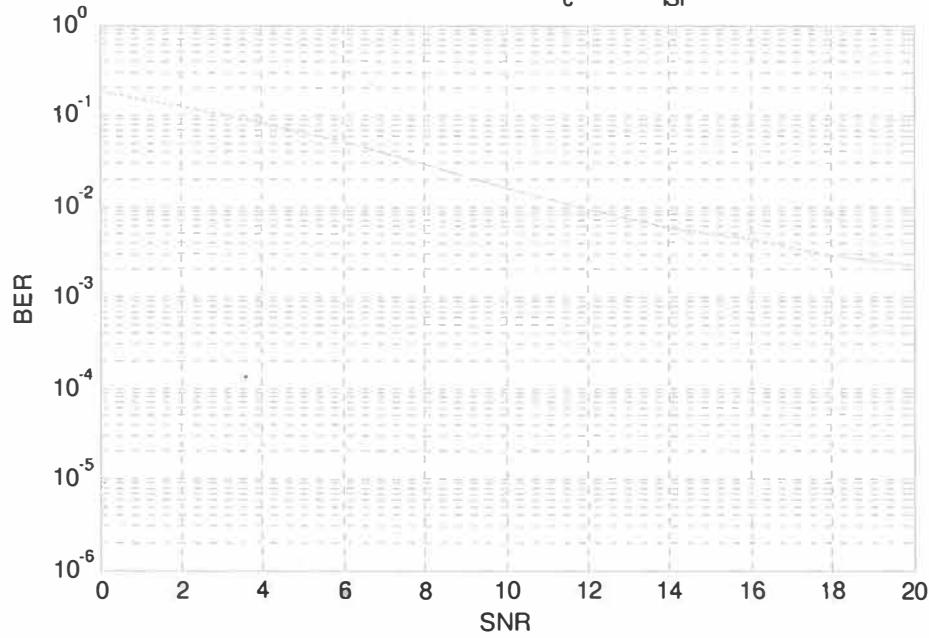


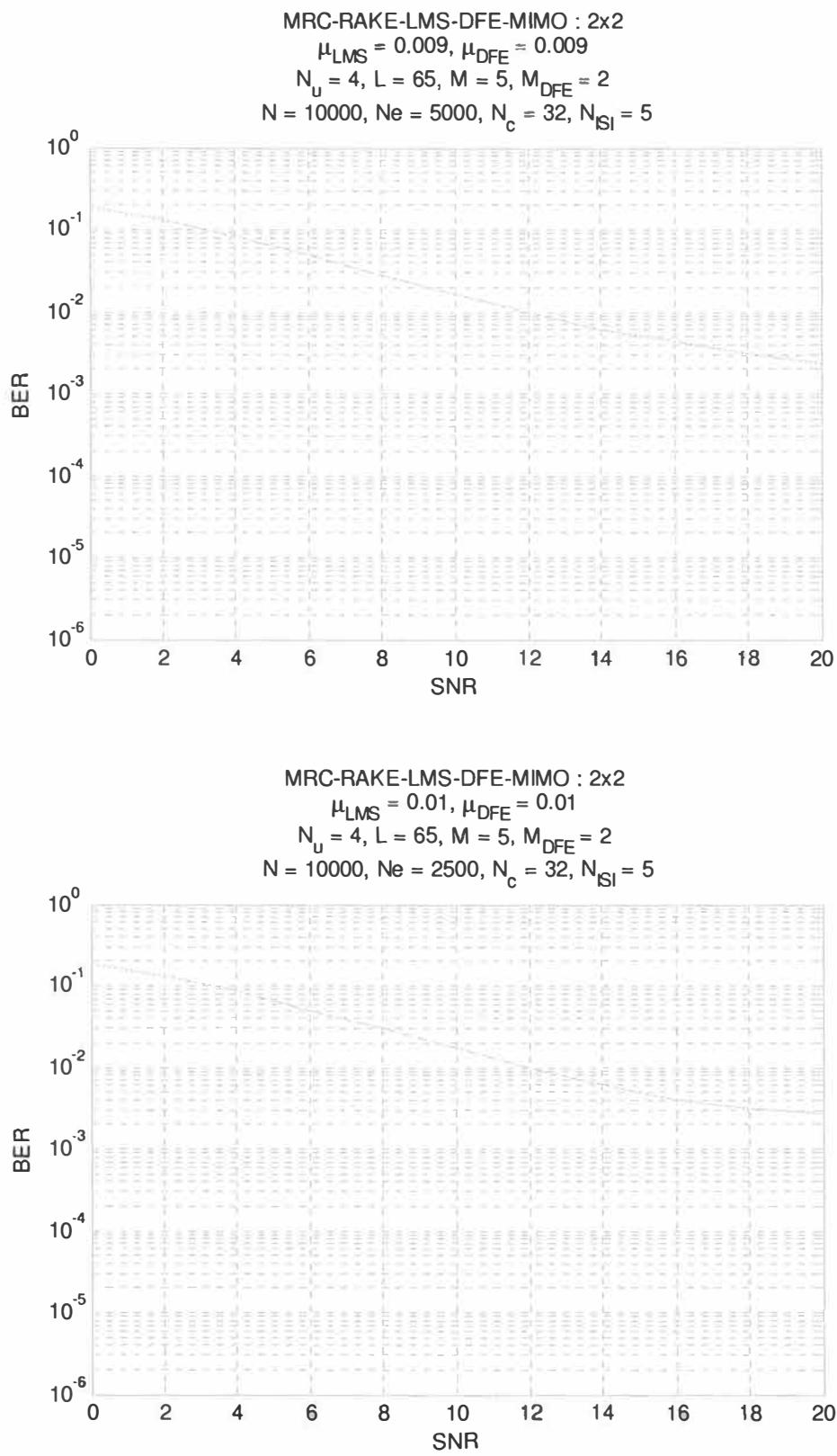


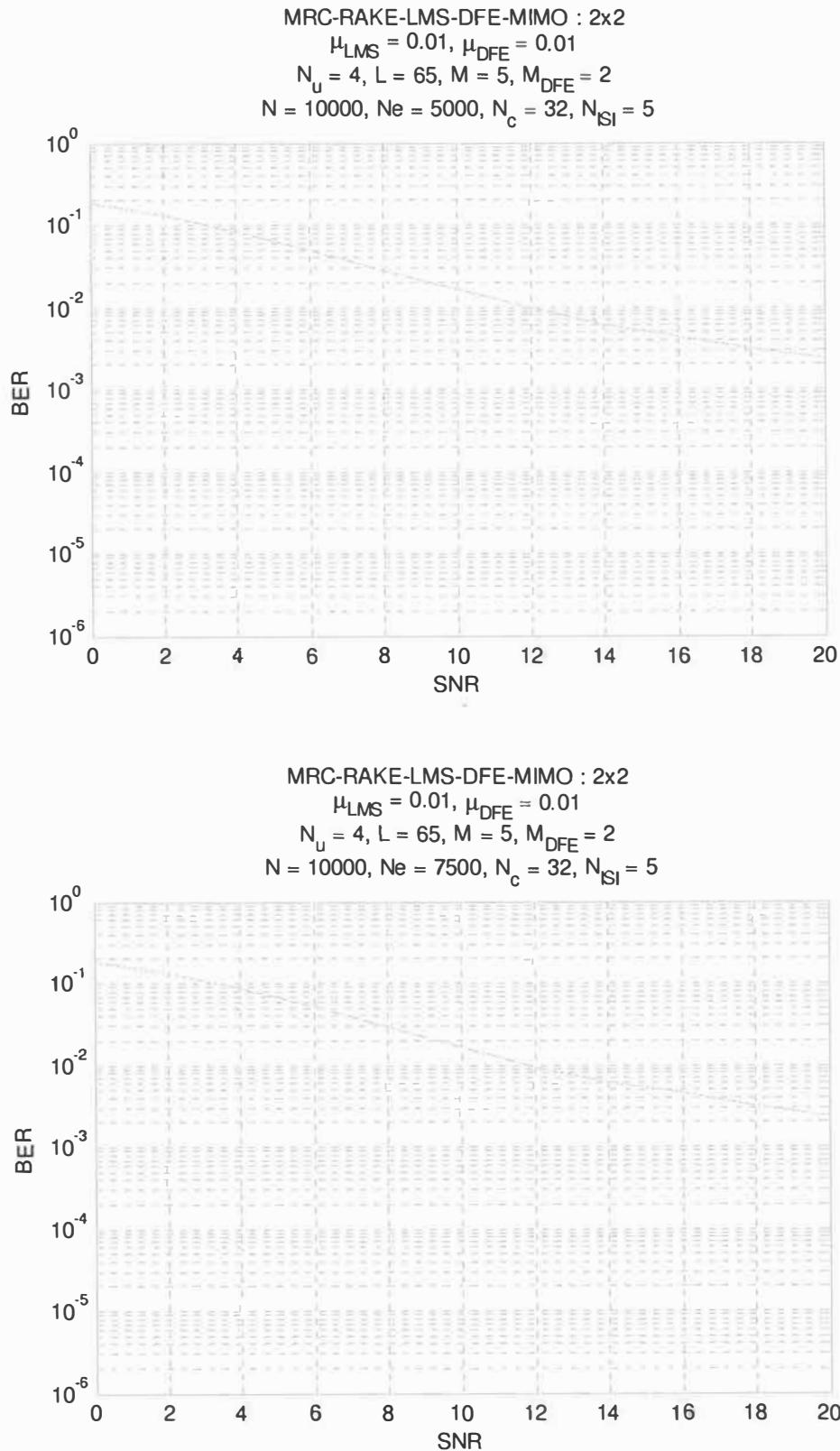
MRC-RAKE-LMS-DFE-MIMO : 2x2  
 $\mu_{\text{LMS}} = 0.007, \mu_{\text{DFE}} = 0.007$   
 $N_u = 4, L = 65, M = 5, M_{\text{DFE}} = 2$   
 $N = 10000, Ne = 7500, N_c = 32, N_{\text{ISI}} = 5$

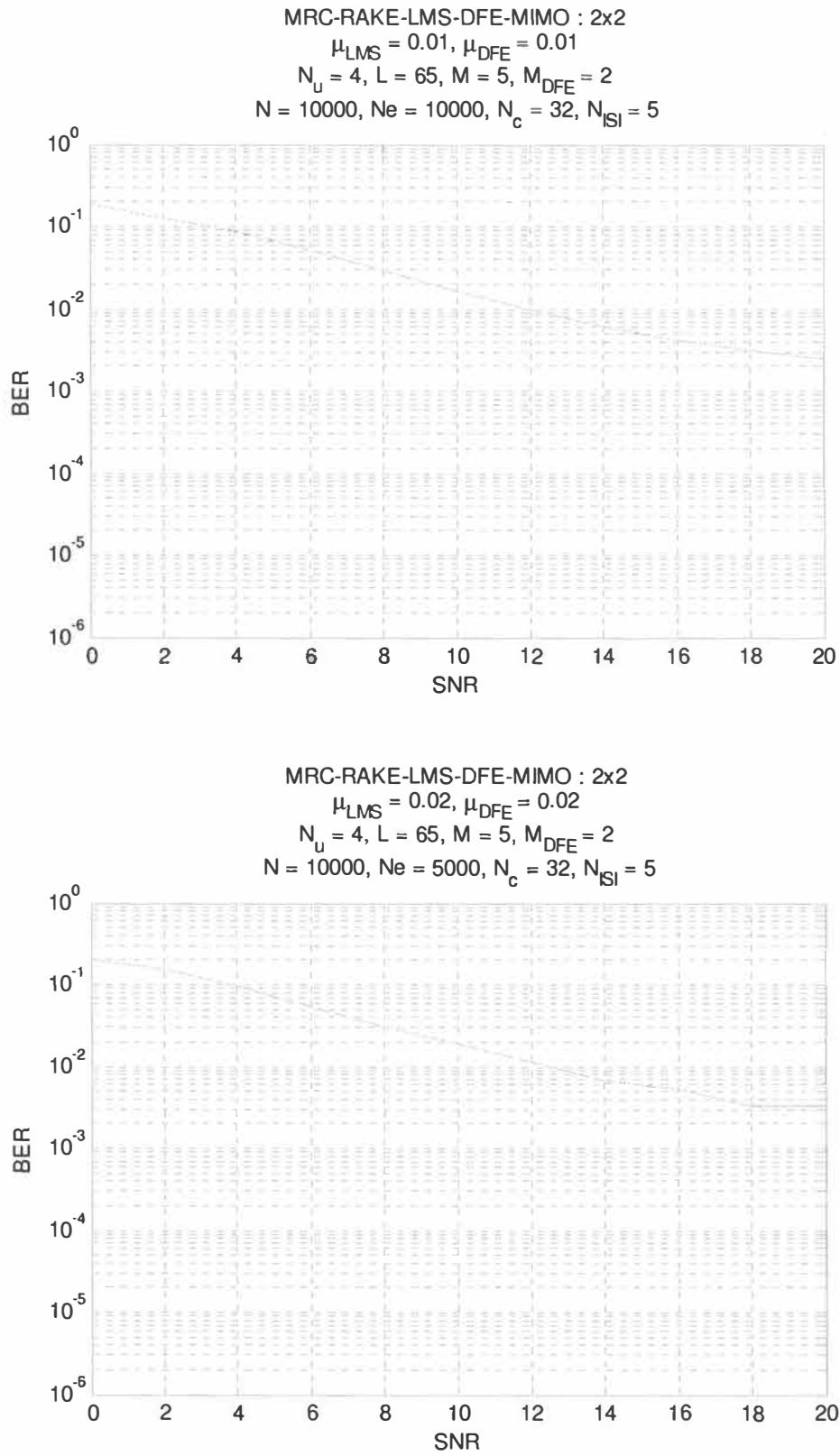


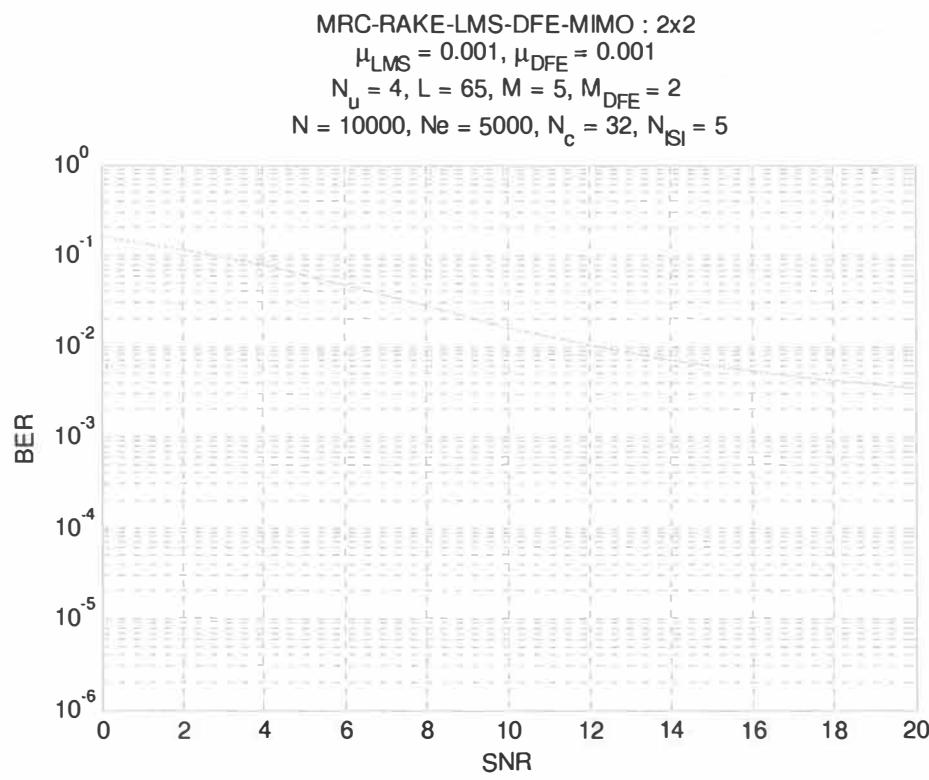
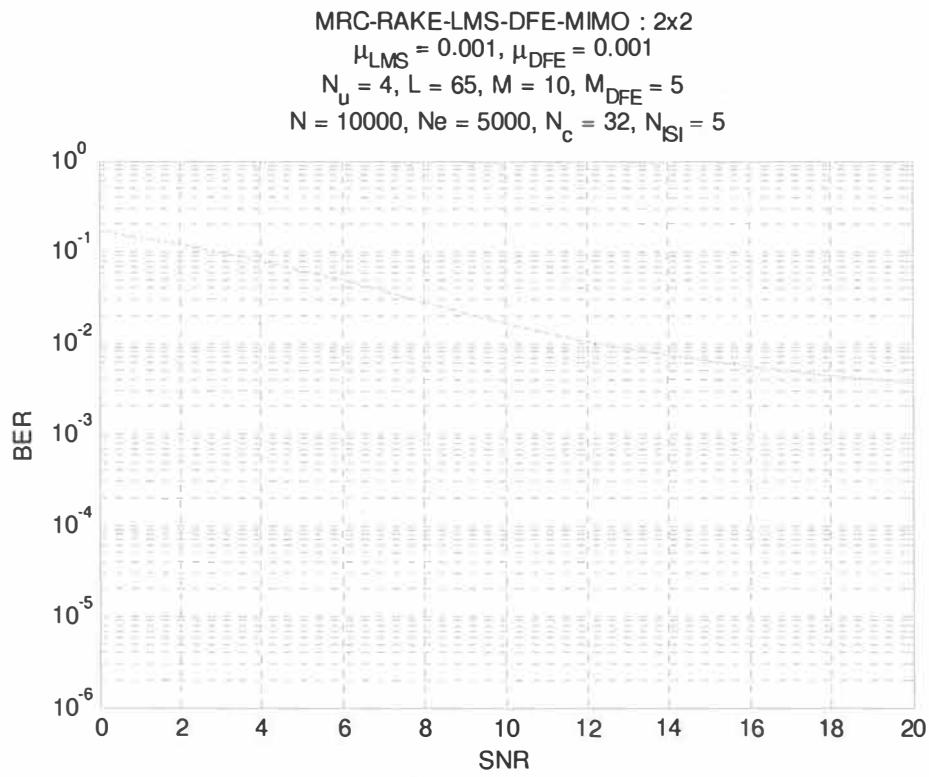
MRC-RAKE-LMS-DFE-MIMO : 2x2  
 $\mu_{\text{LMS}} = 0.008, \mu_{\text{DFE}} = 0.008$   
 $N_u = 4, L = 65, M = 5, M_{\text{DFE}} = 2$   
 $N = 10000, Ne = 7500, N_c = 32, N_{\text{ISI}} = 5$

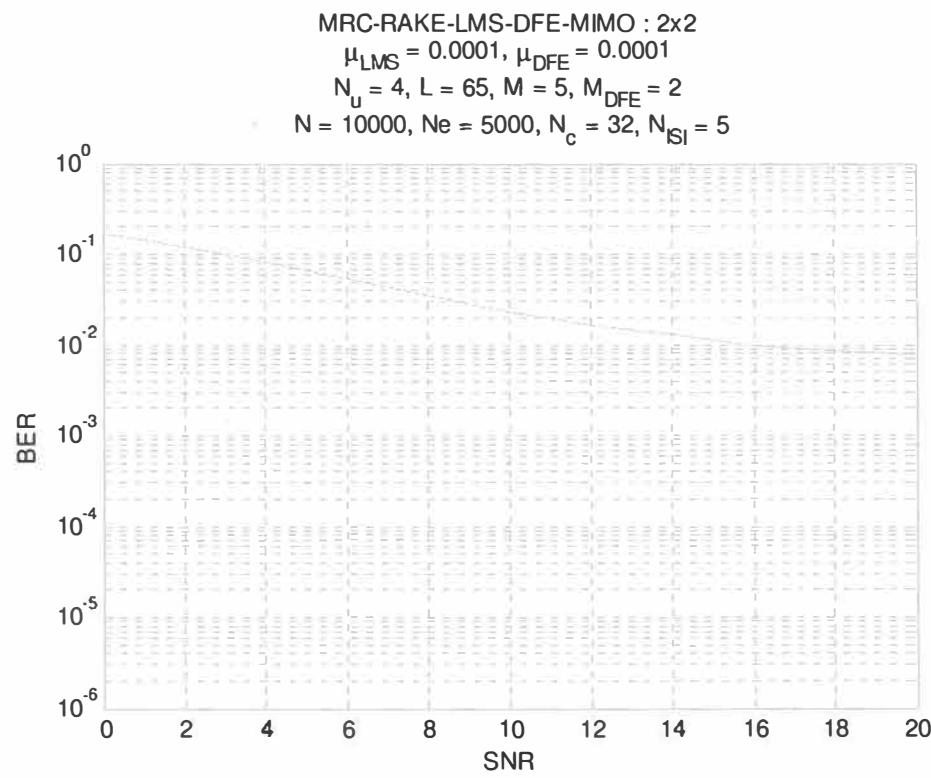
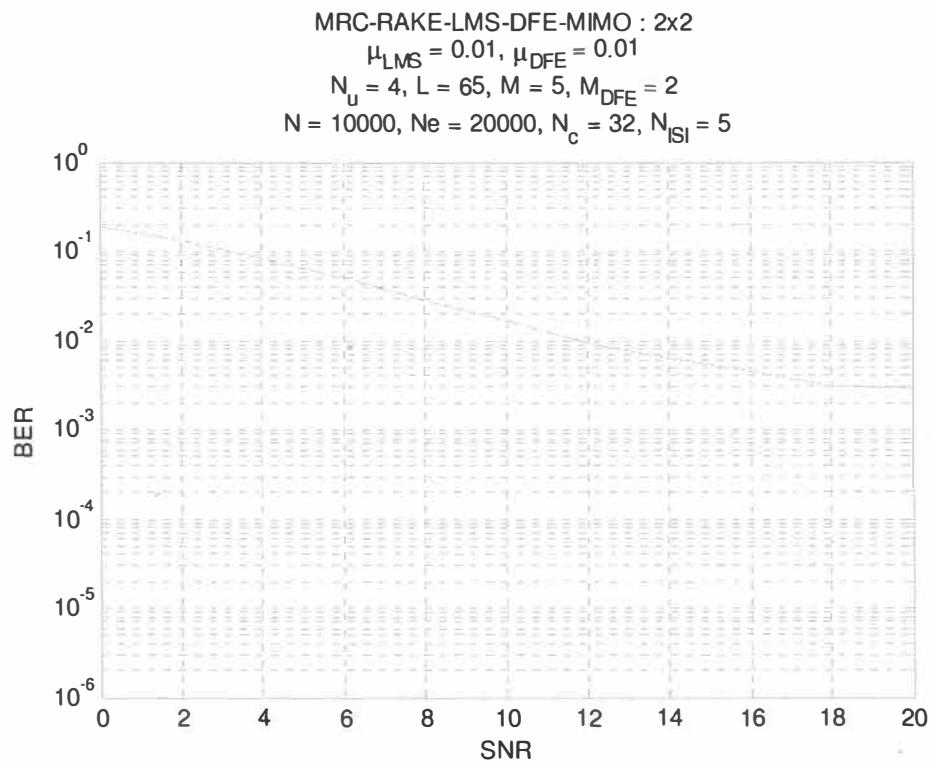


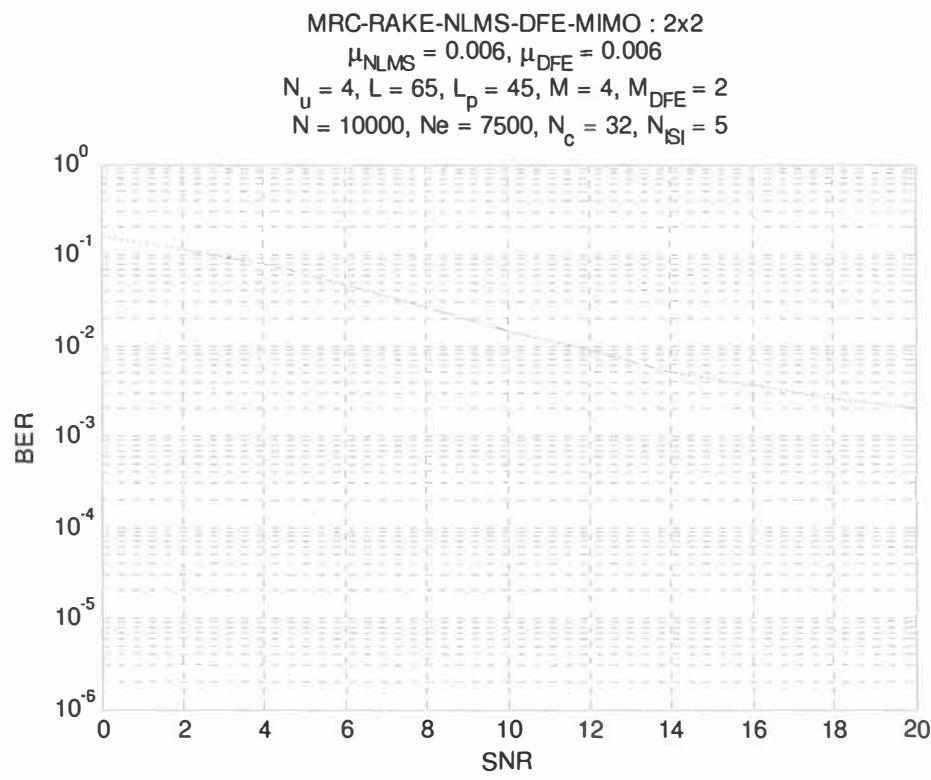
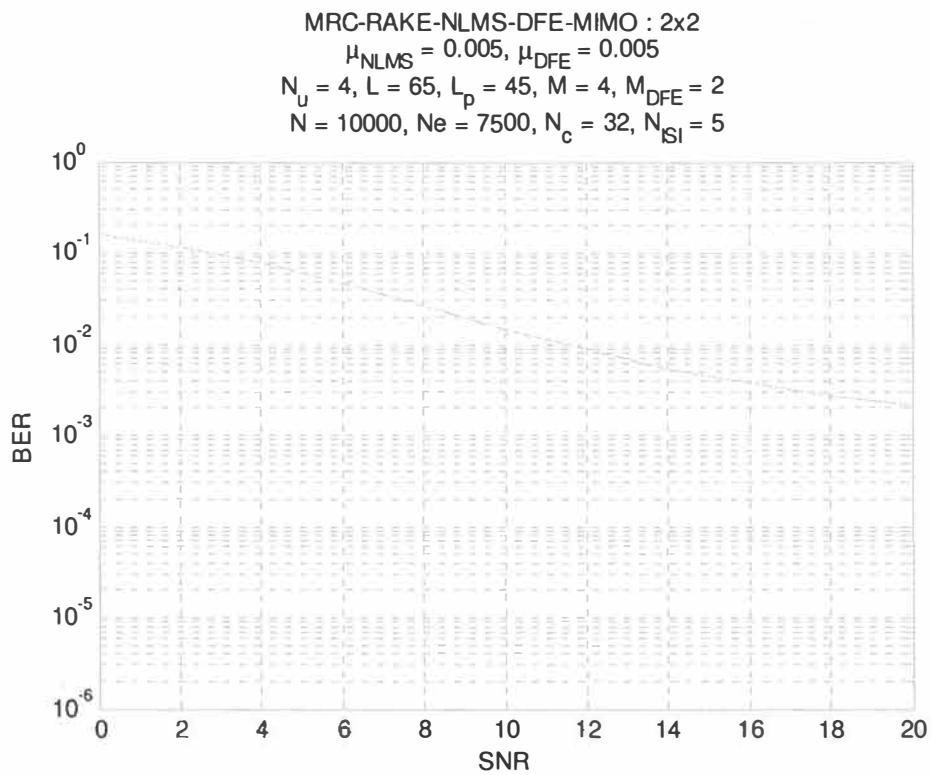


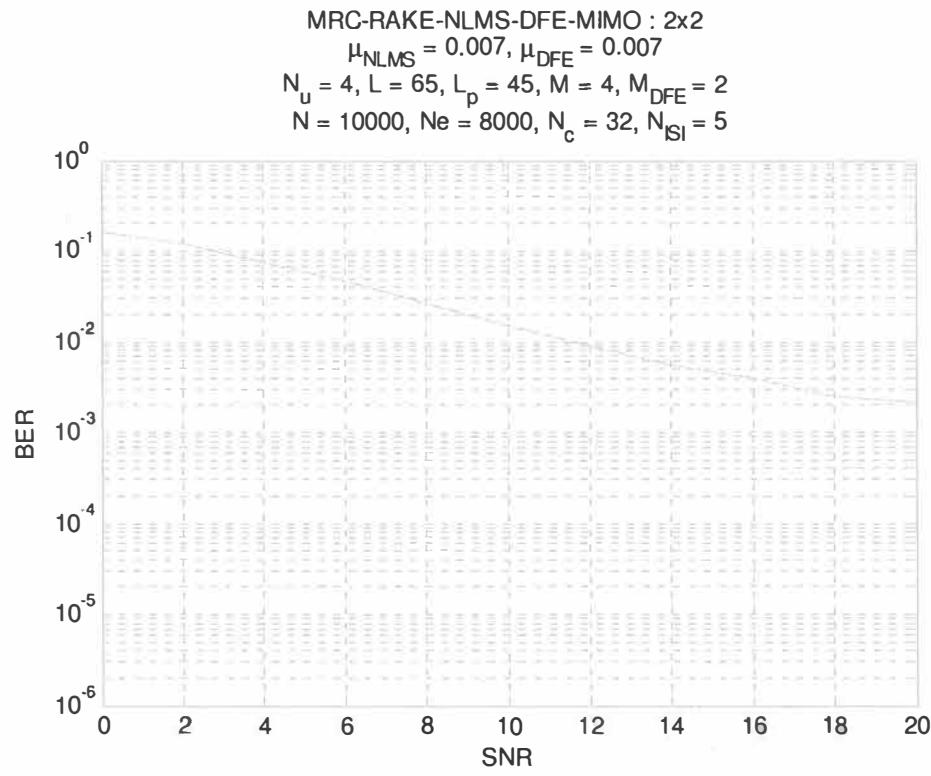
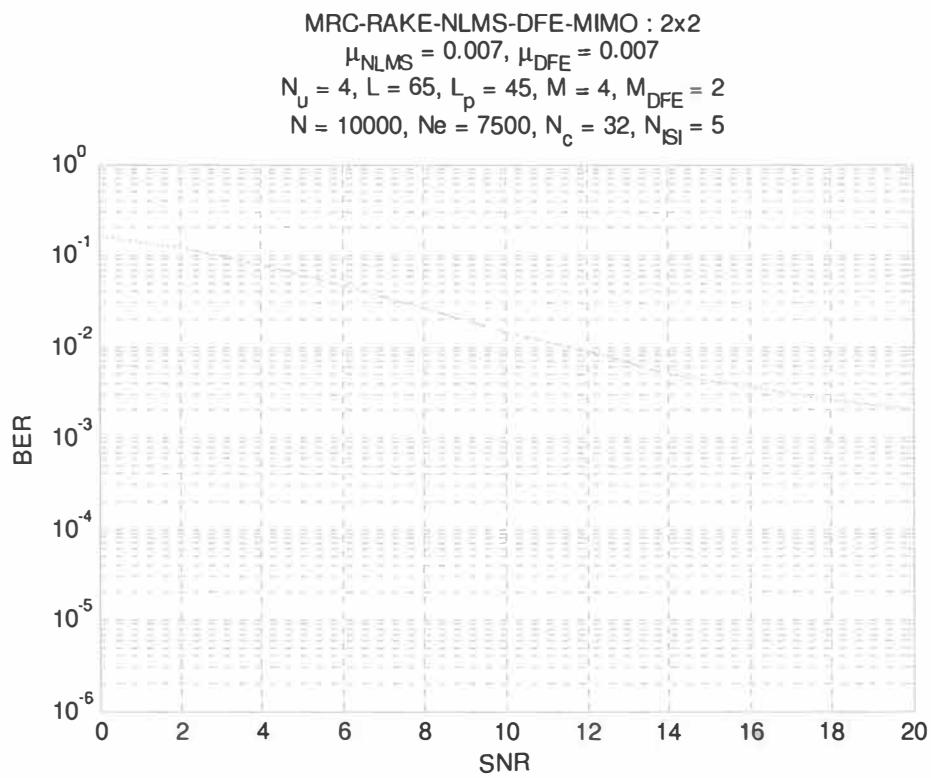


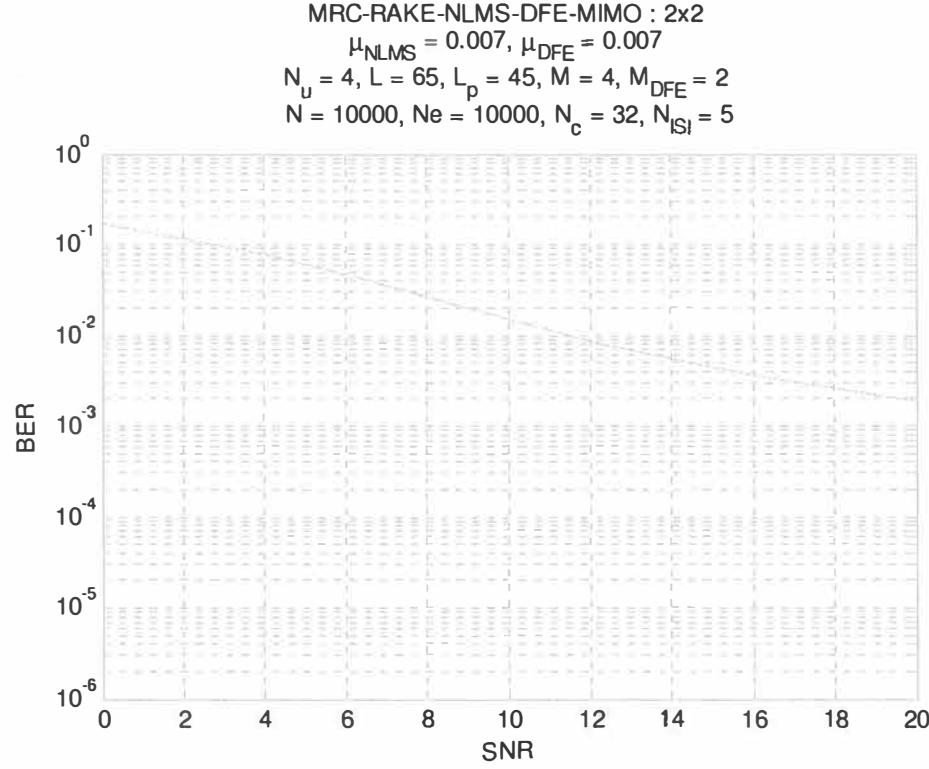
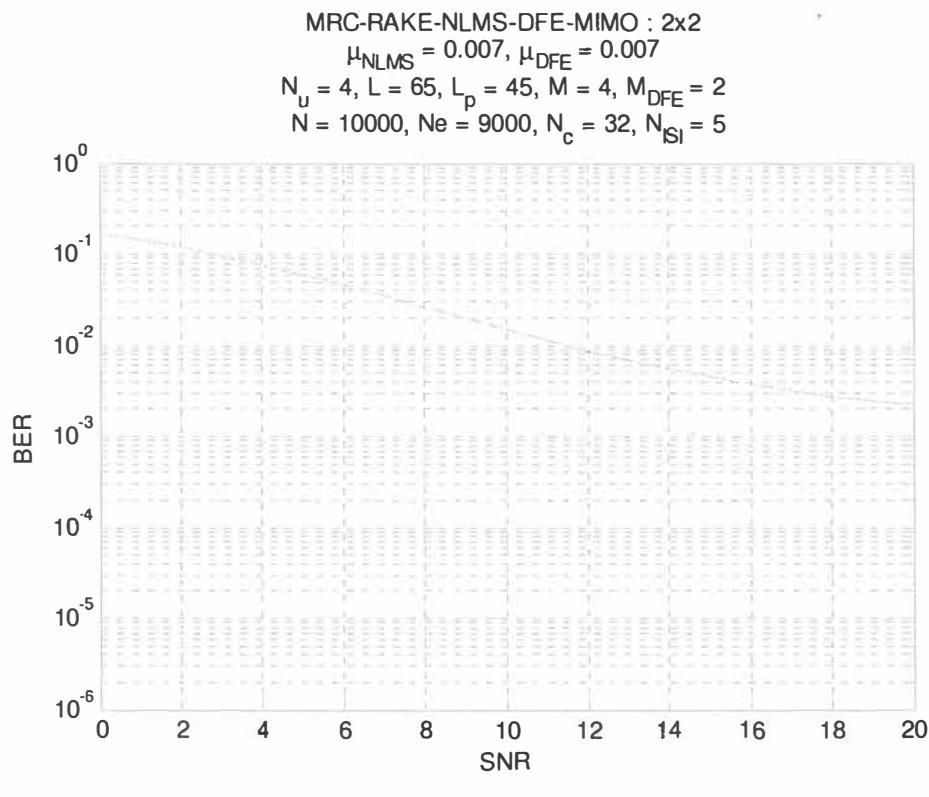


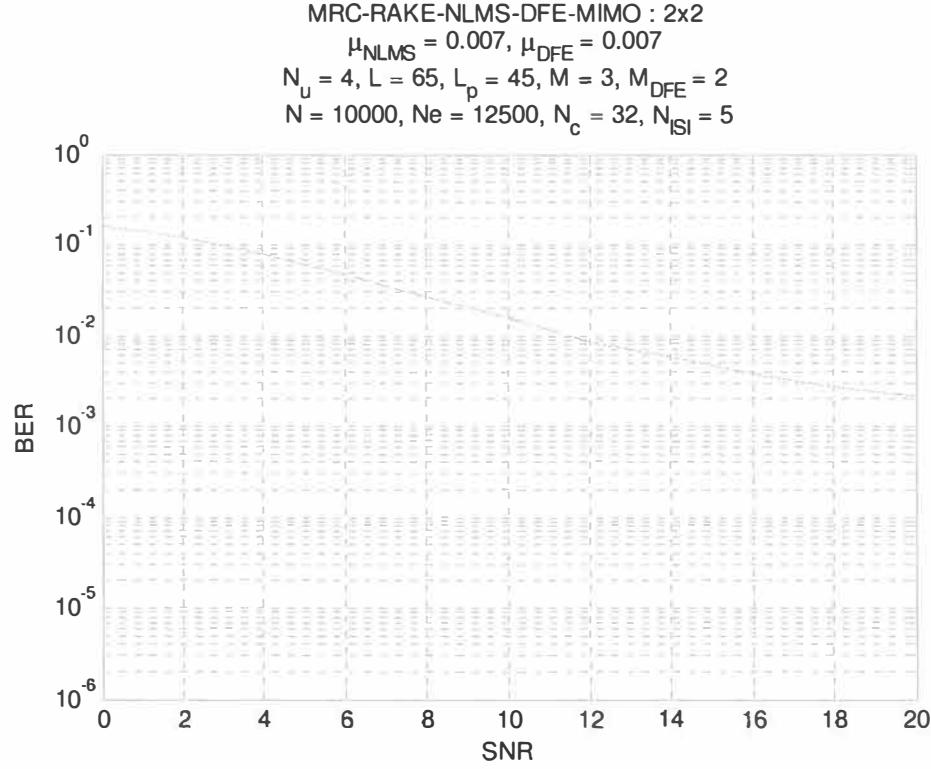
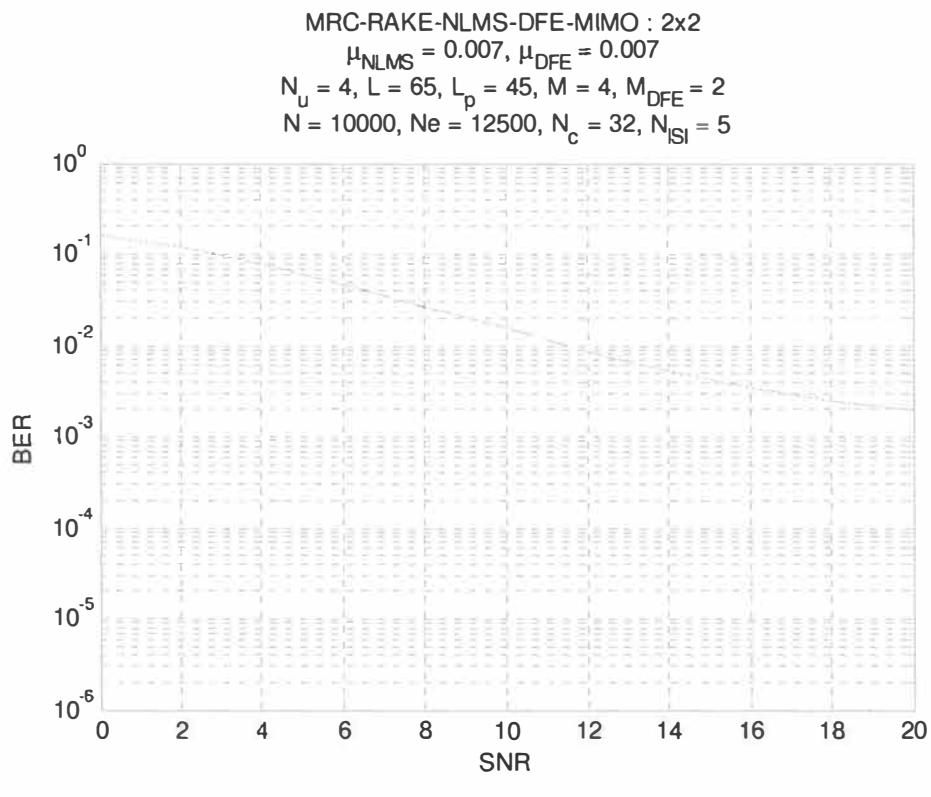


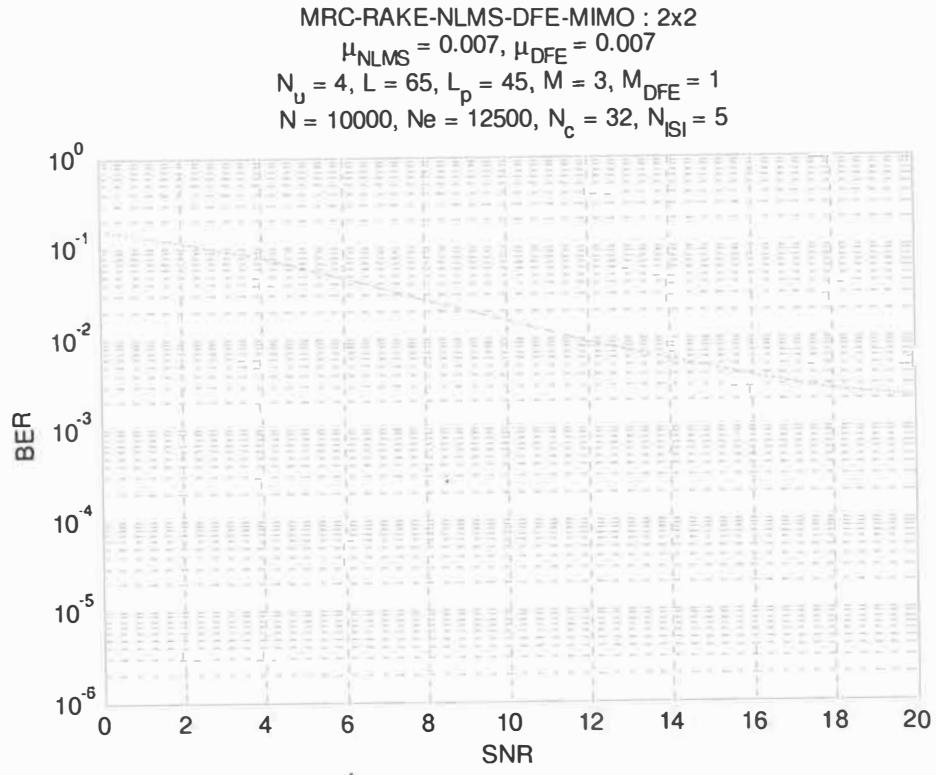
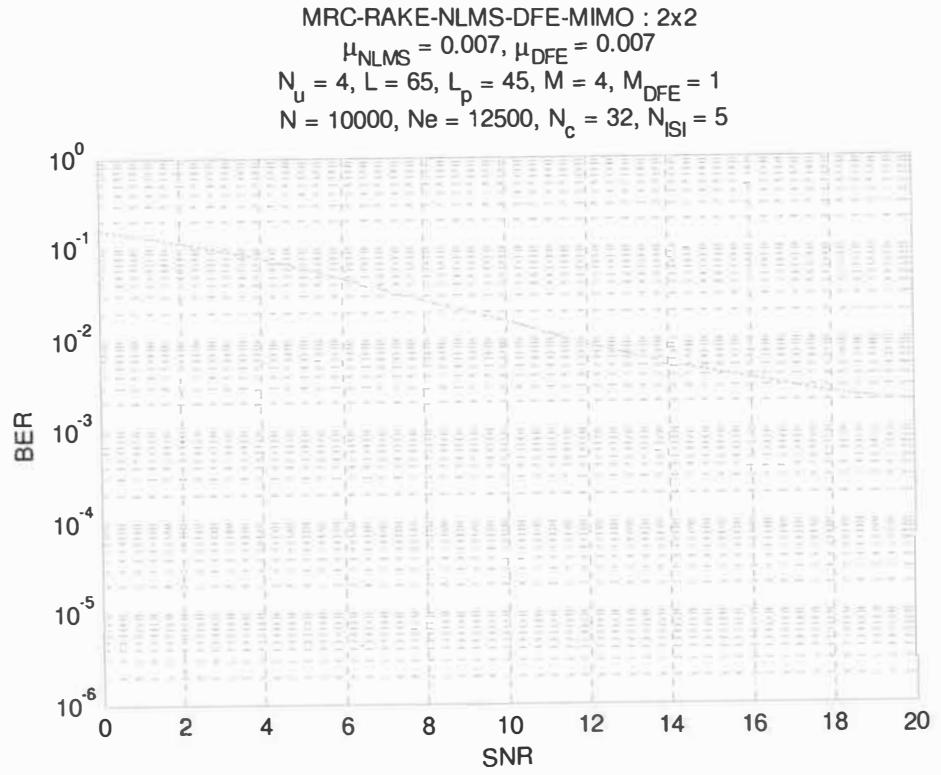


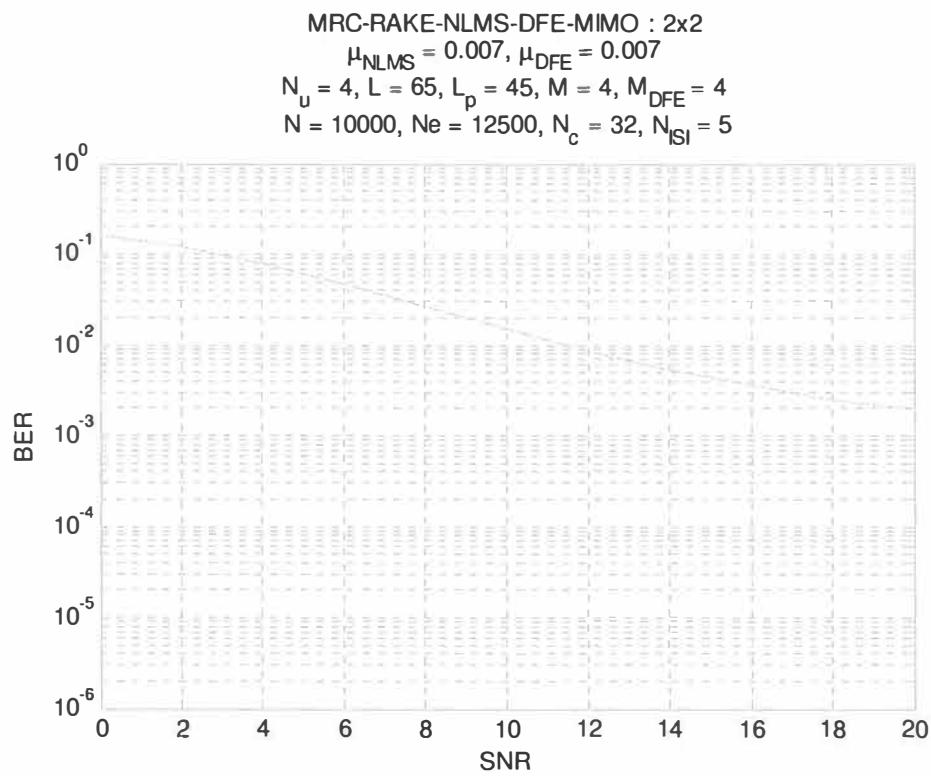
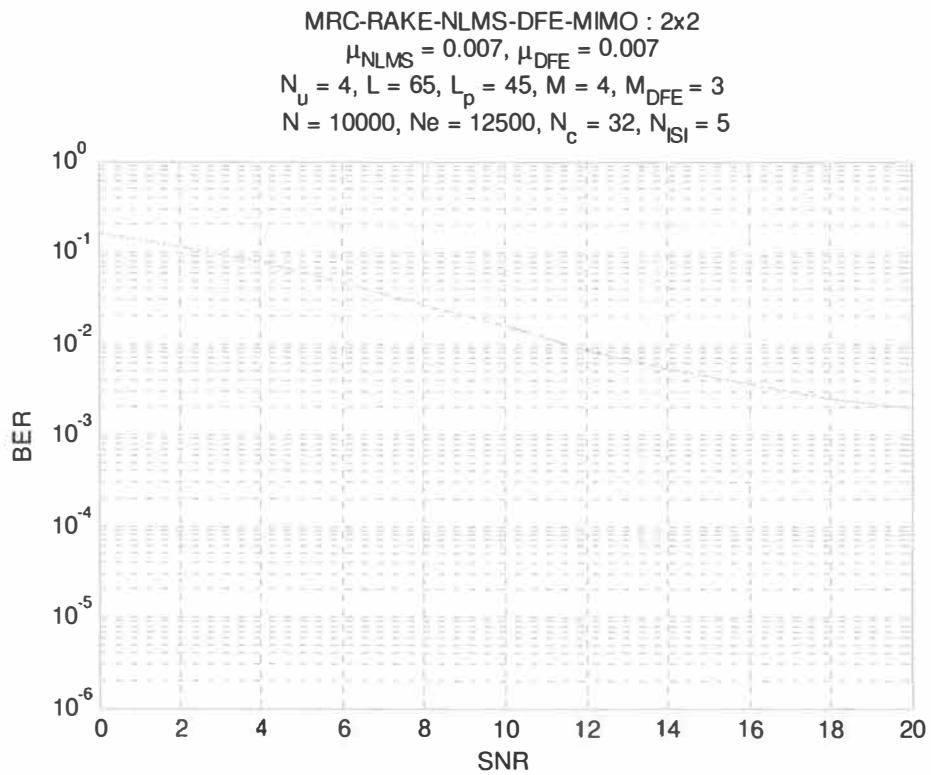


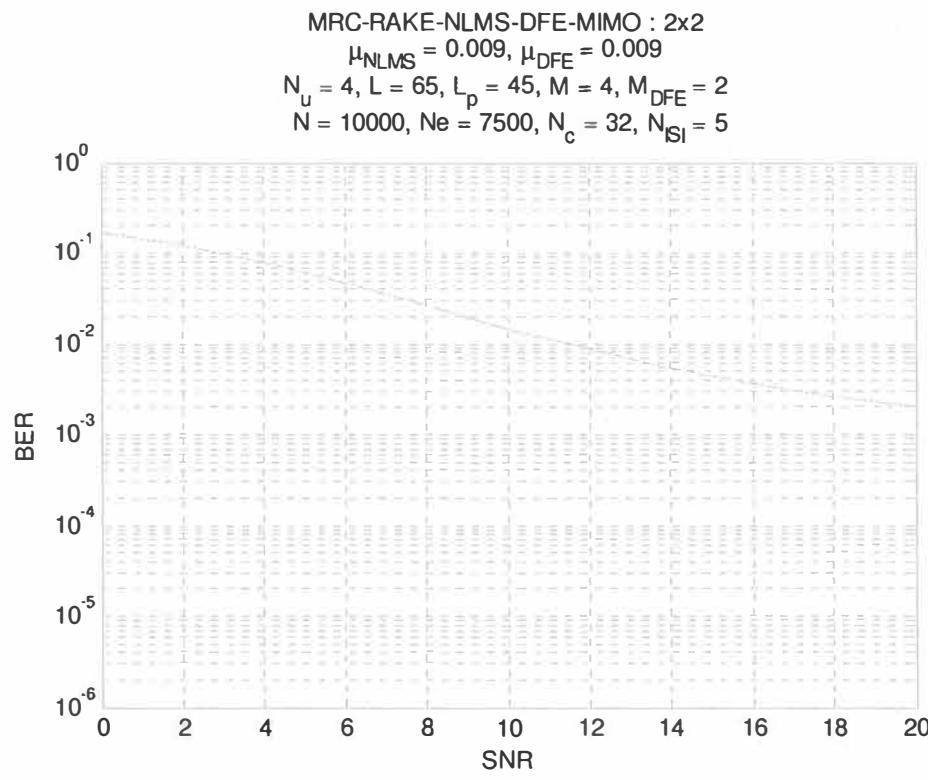
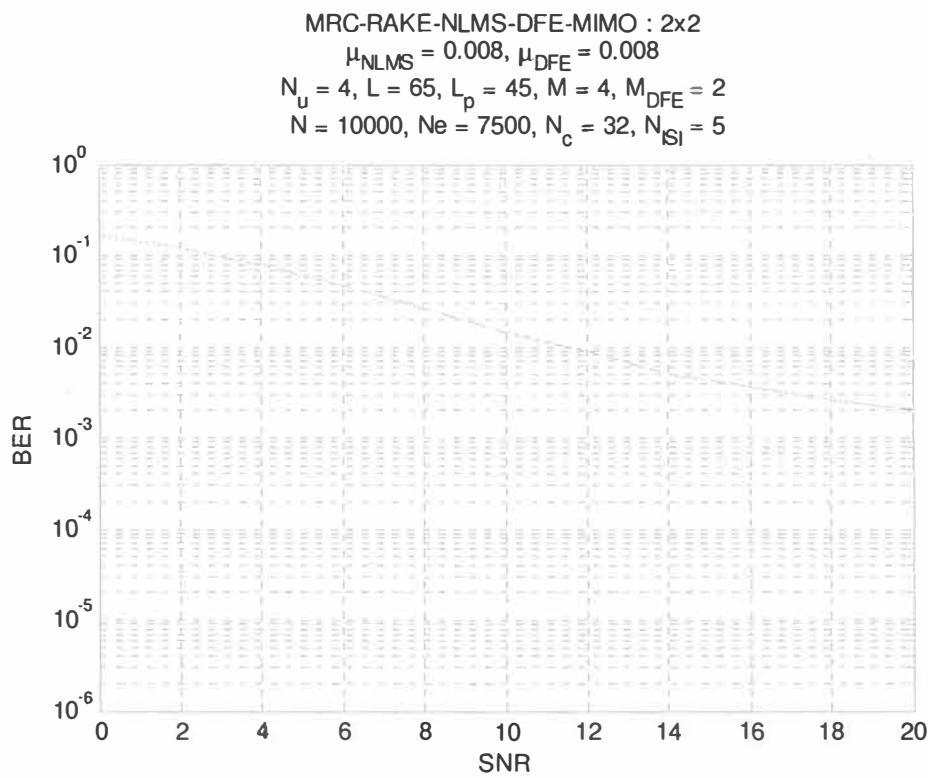


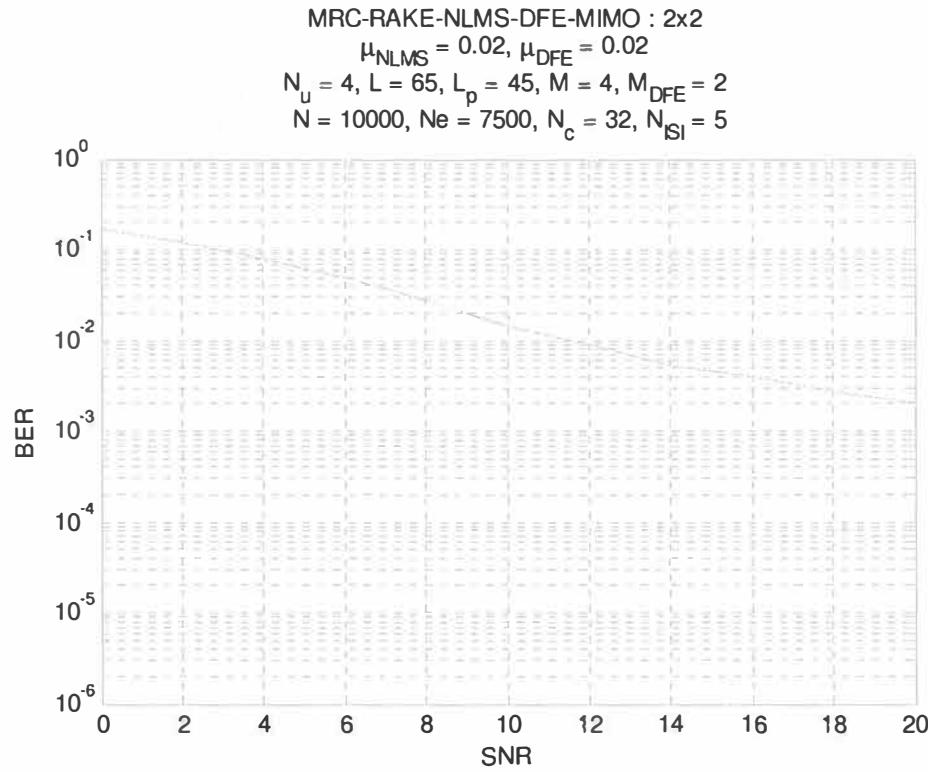
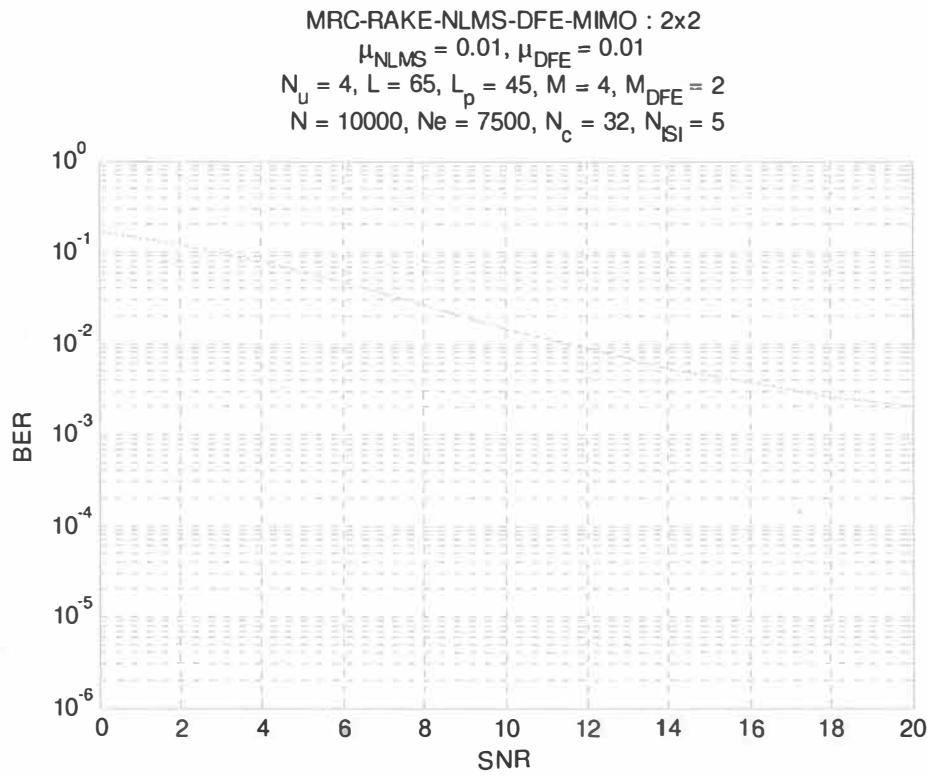


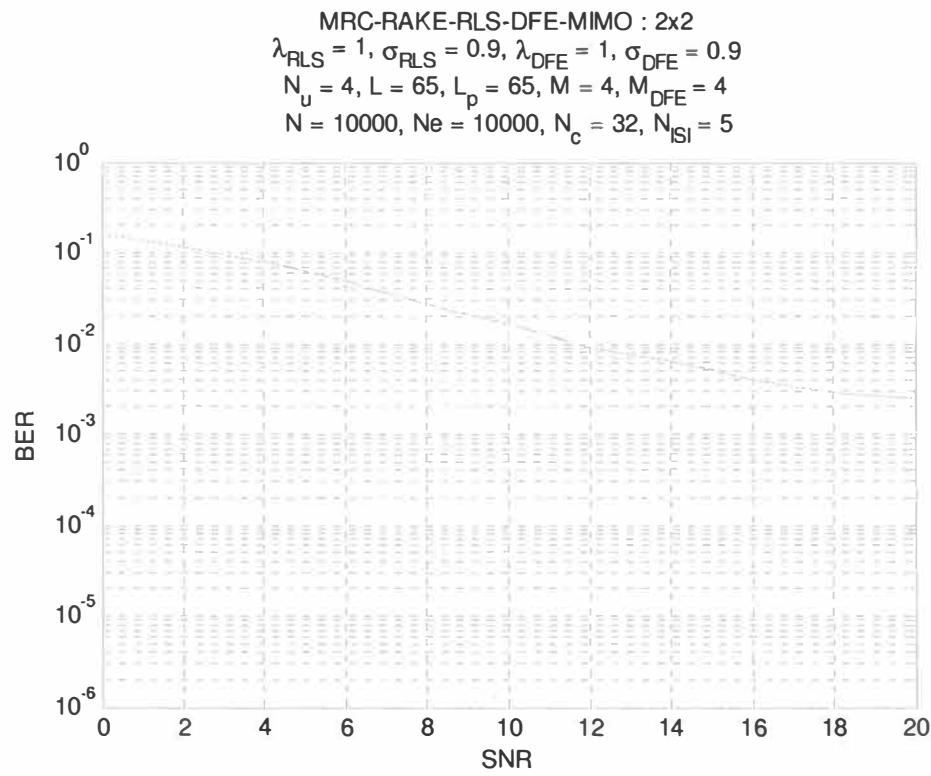
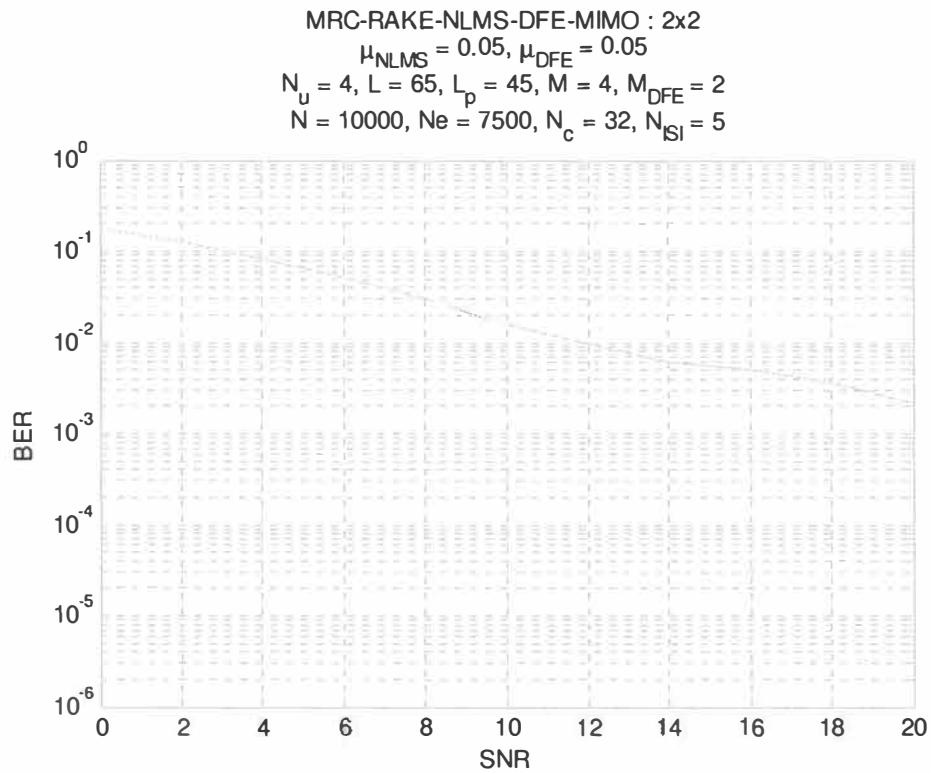


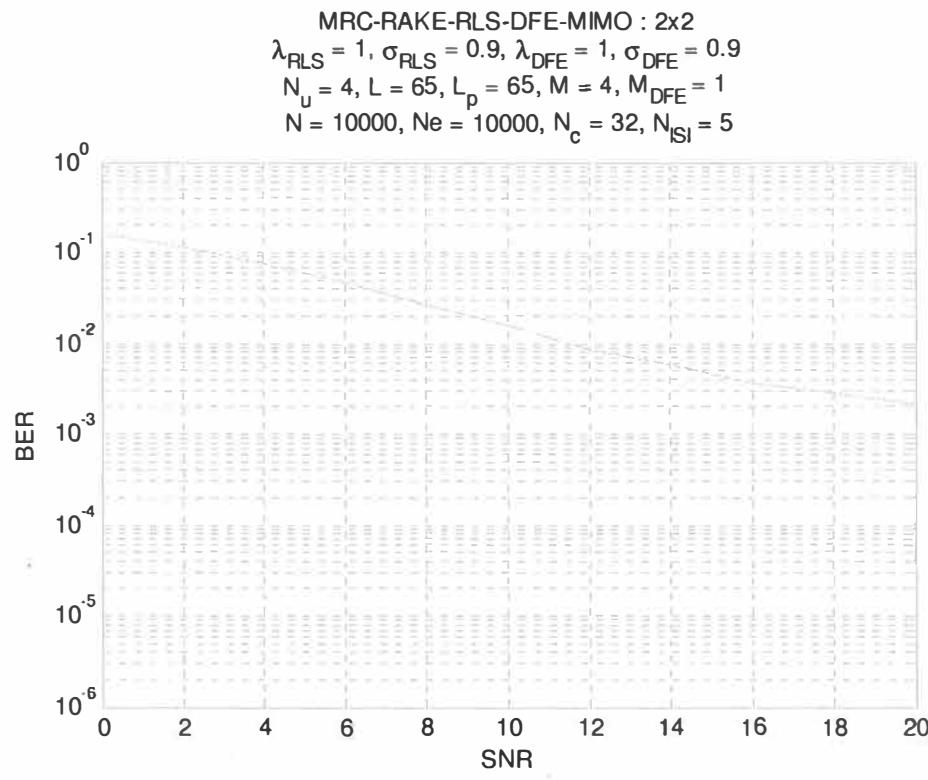
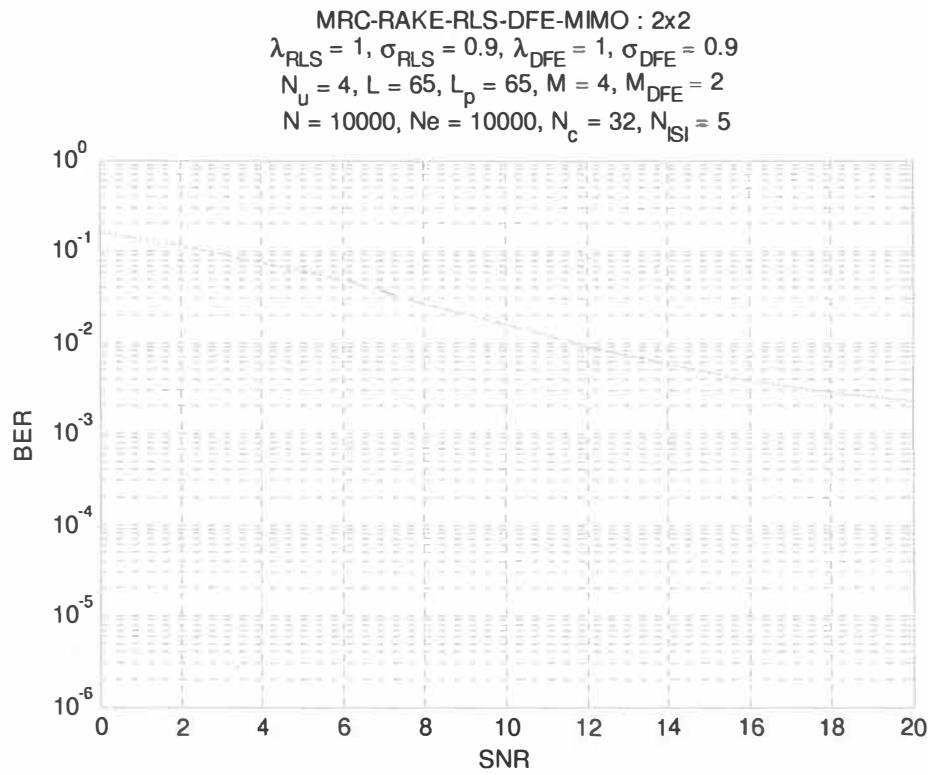


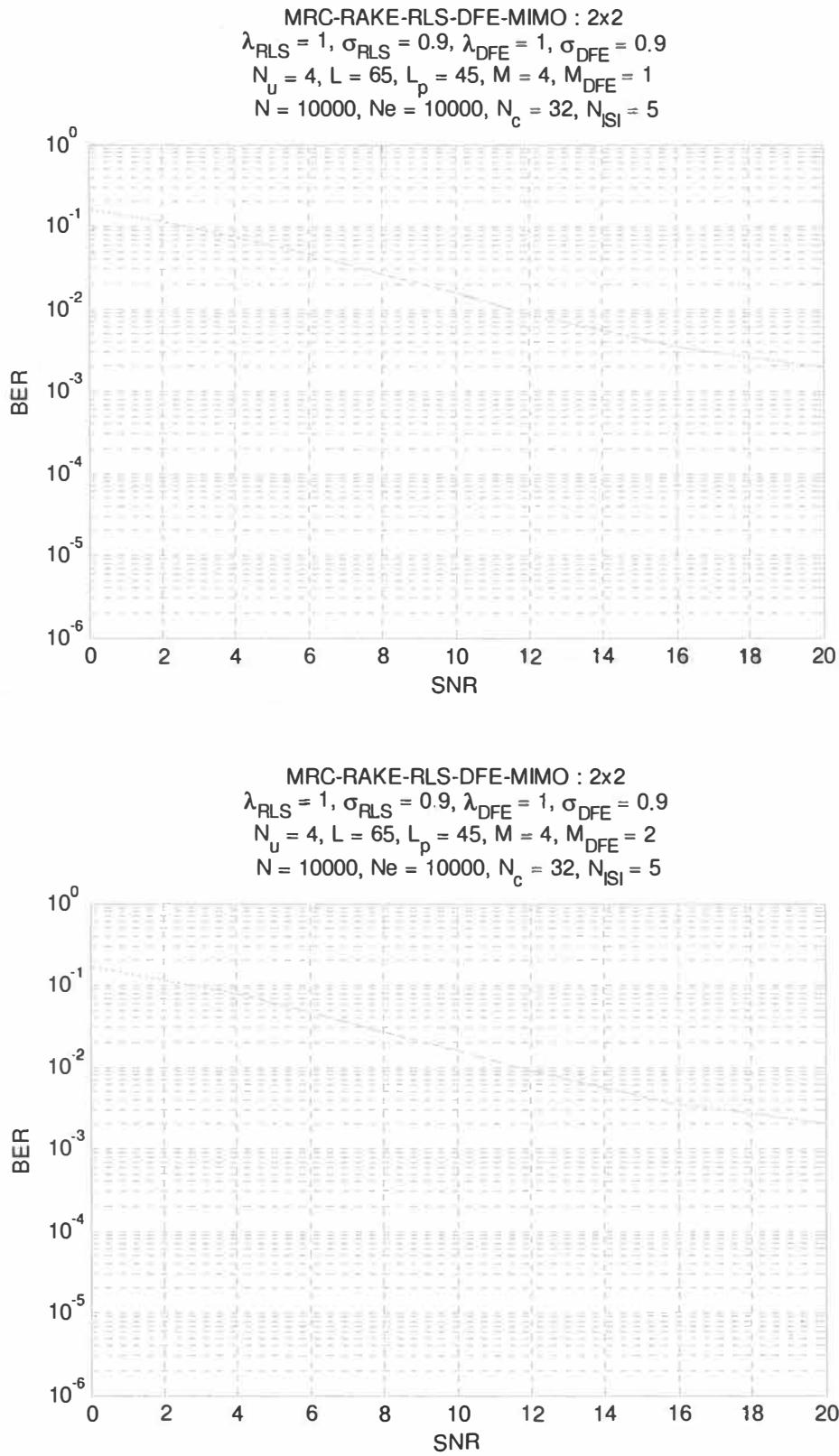


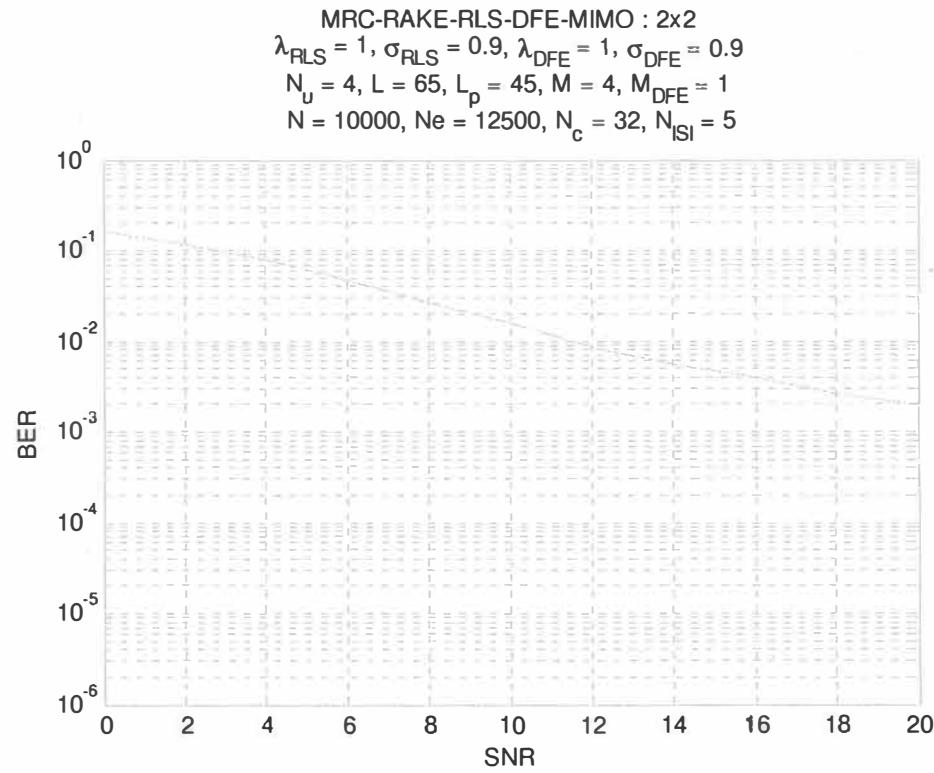
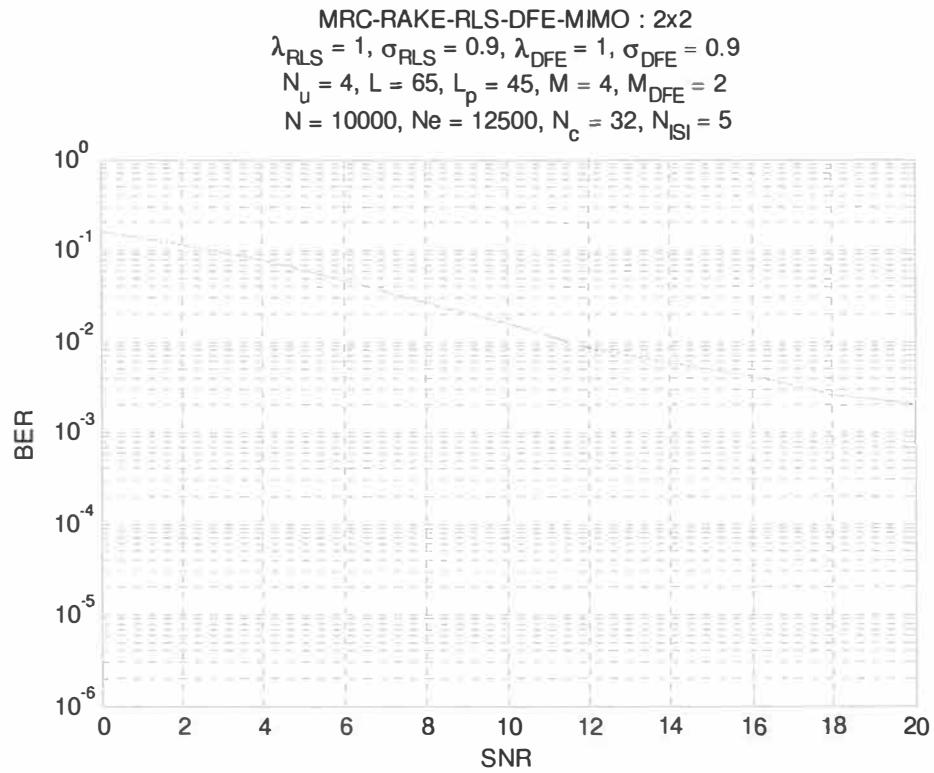


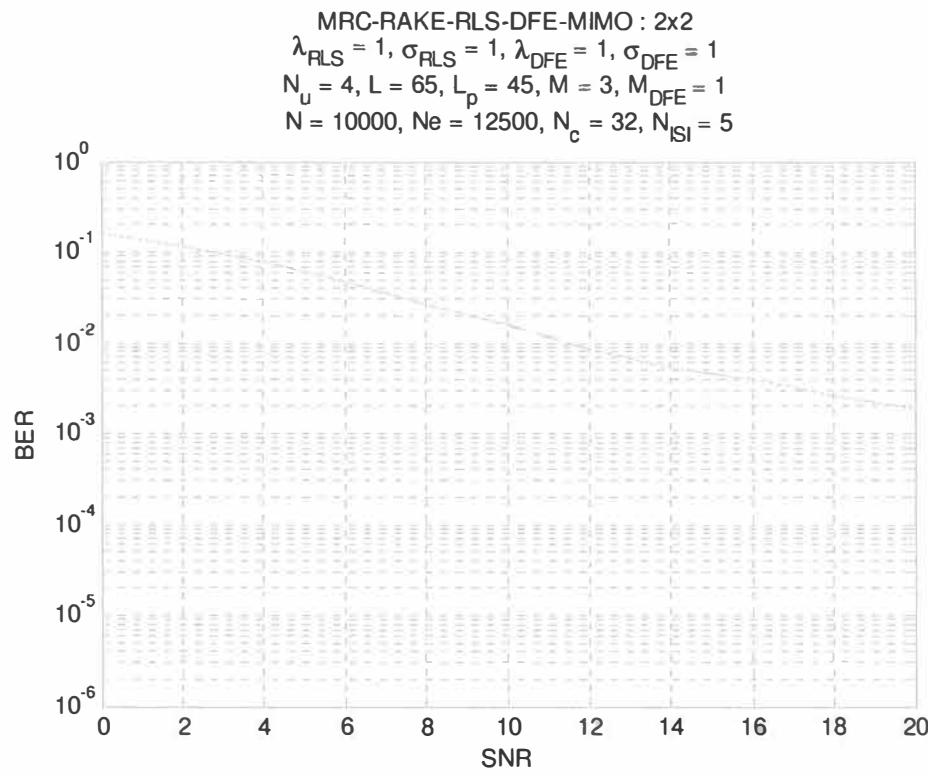
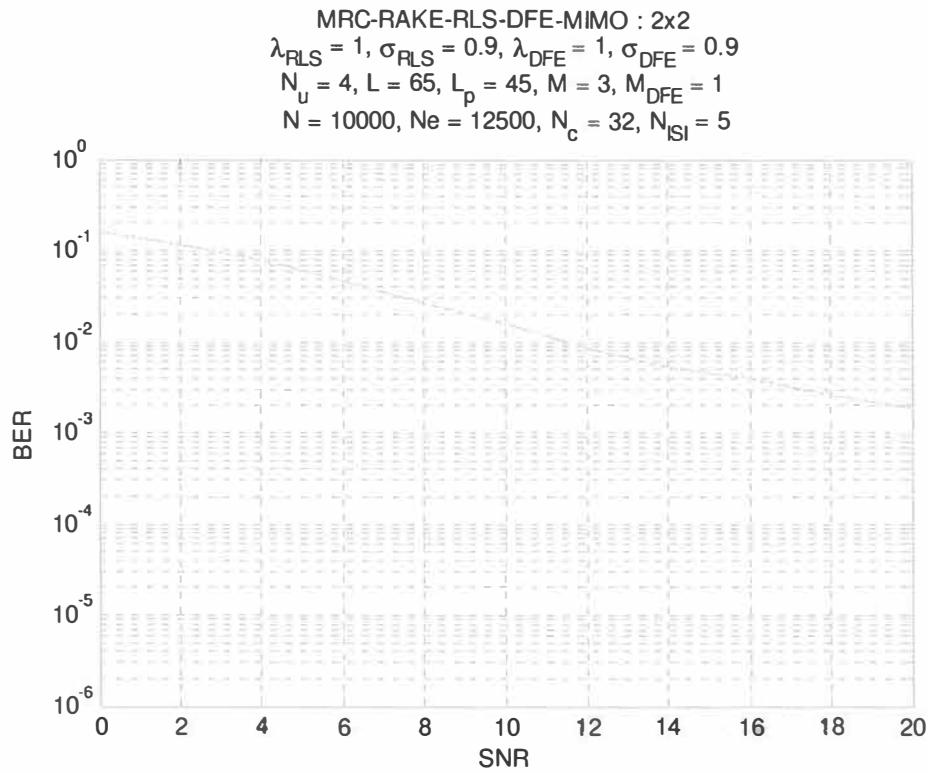


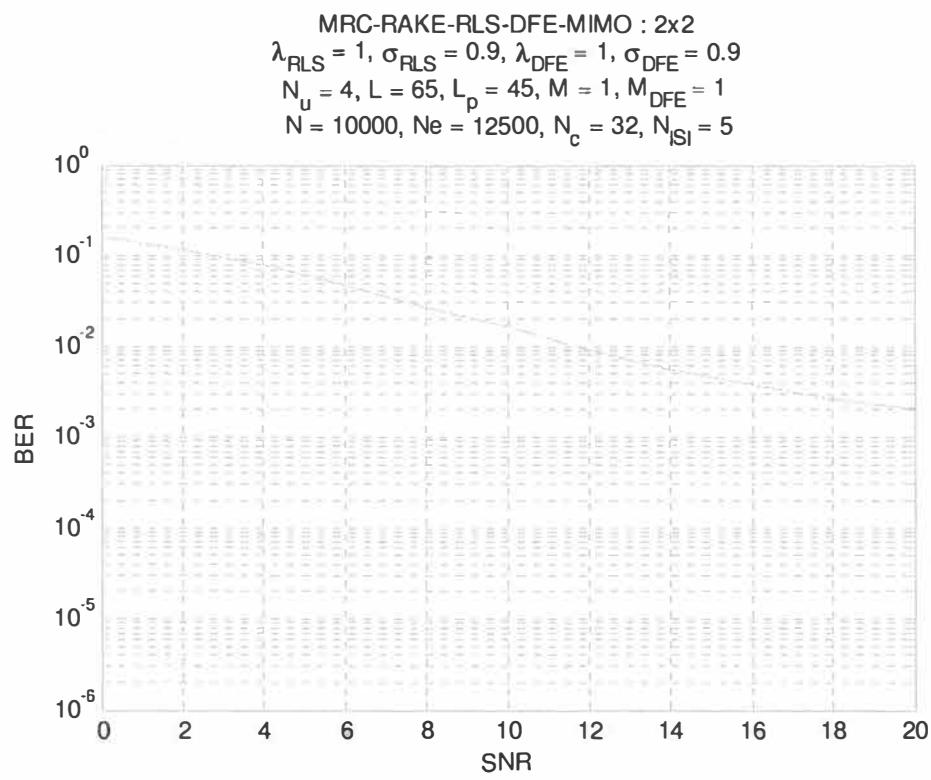
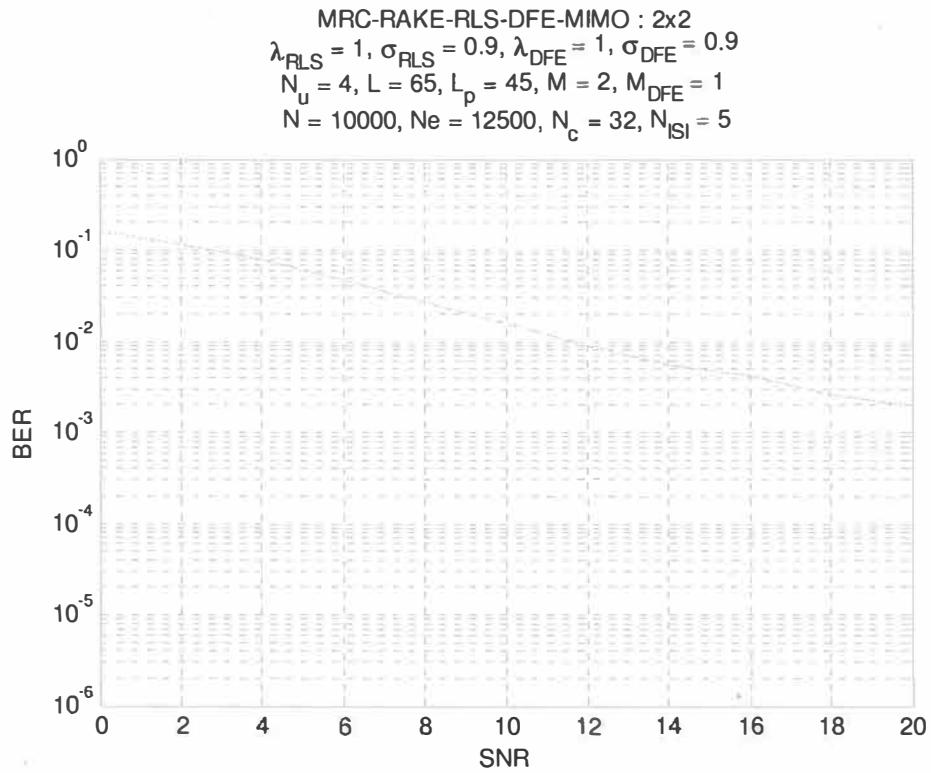


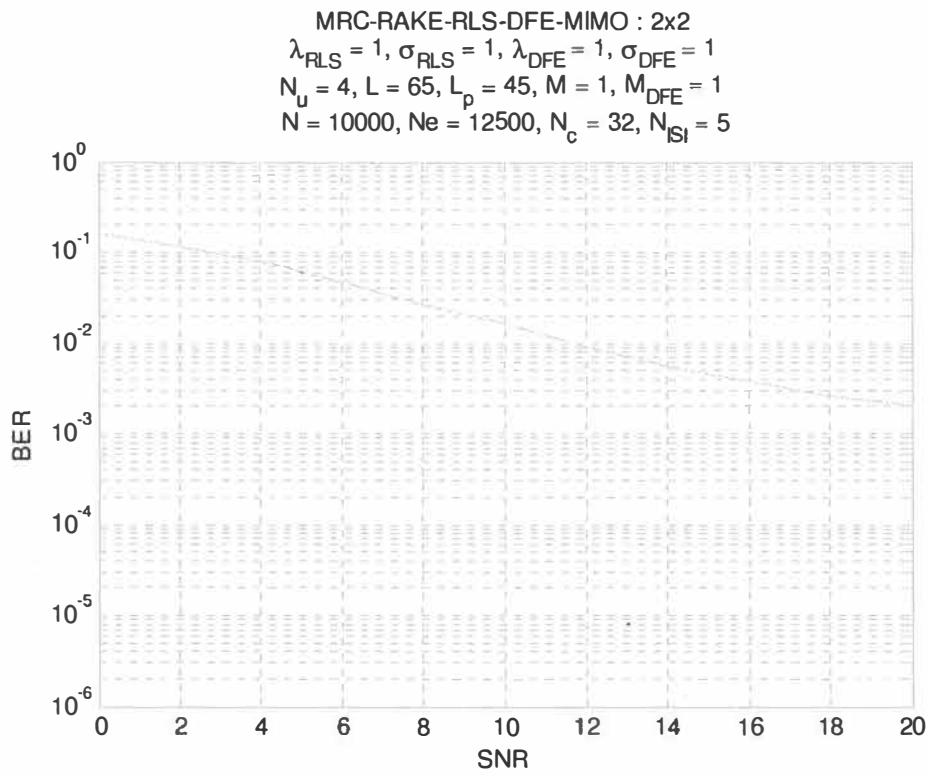
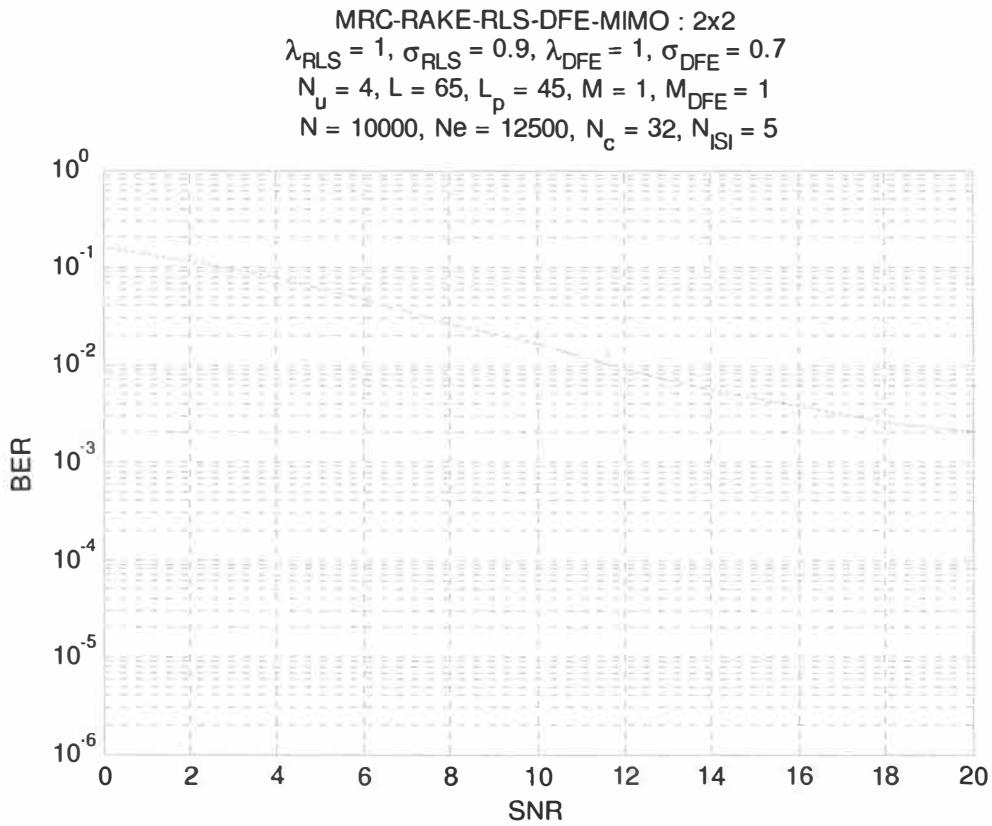


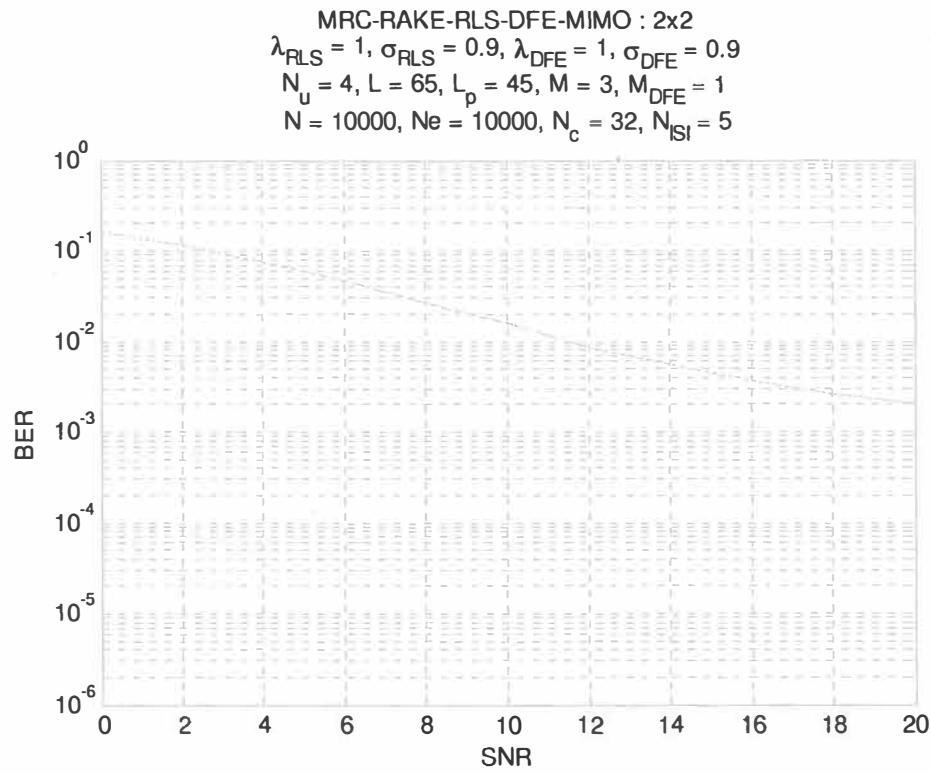
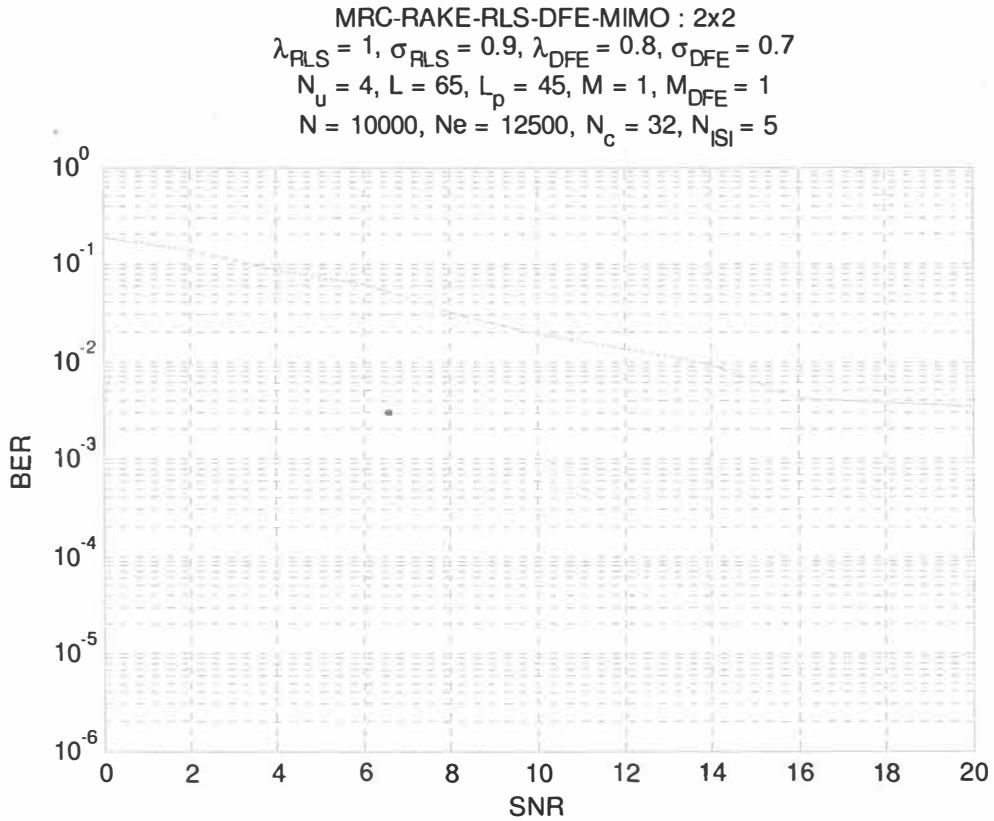


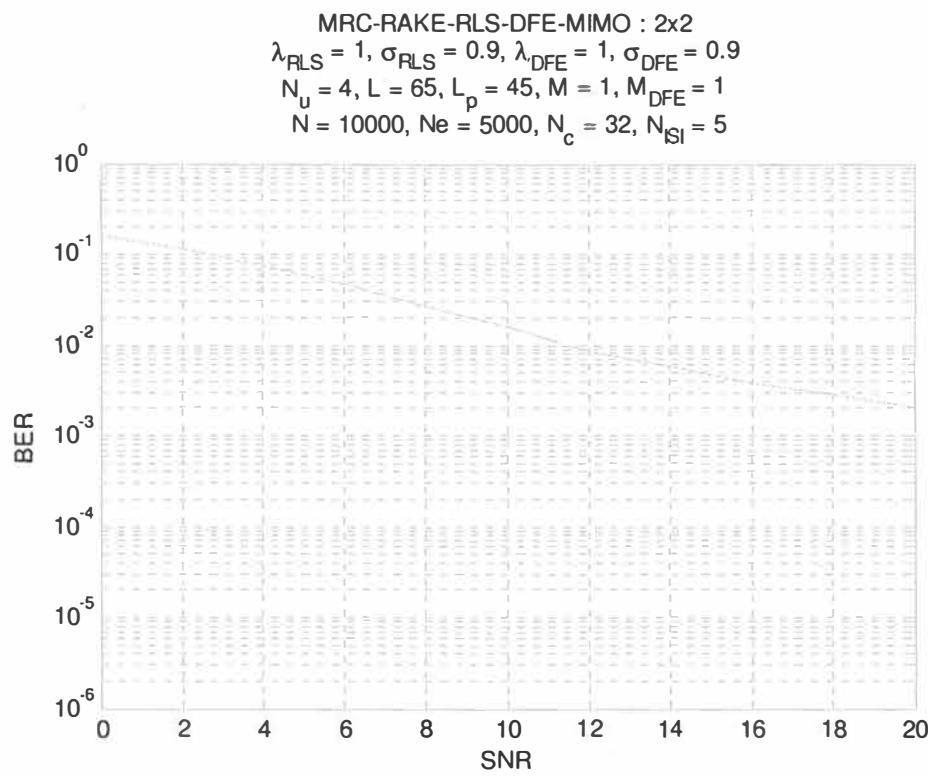
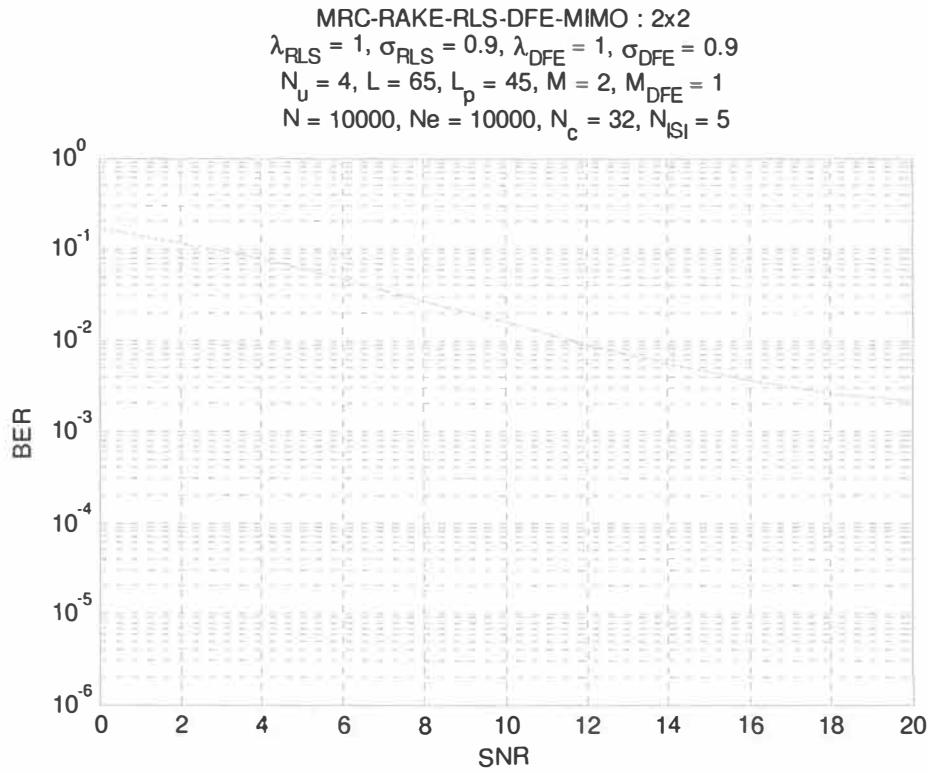


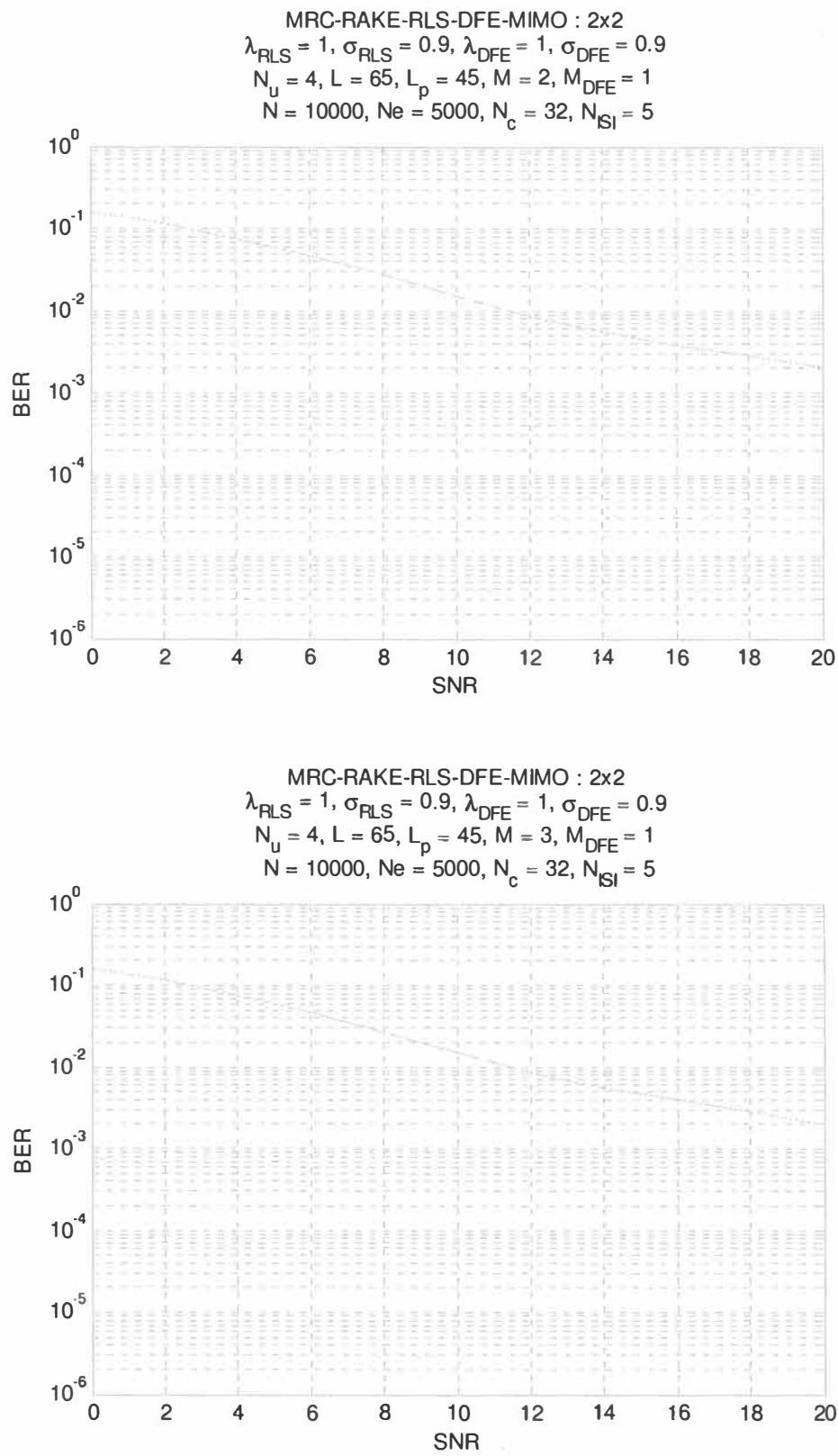




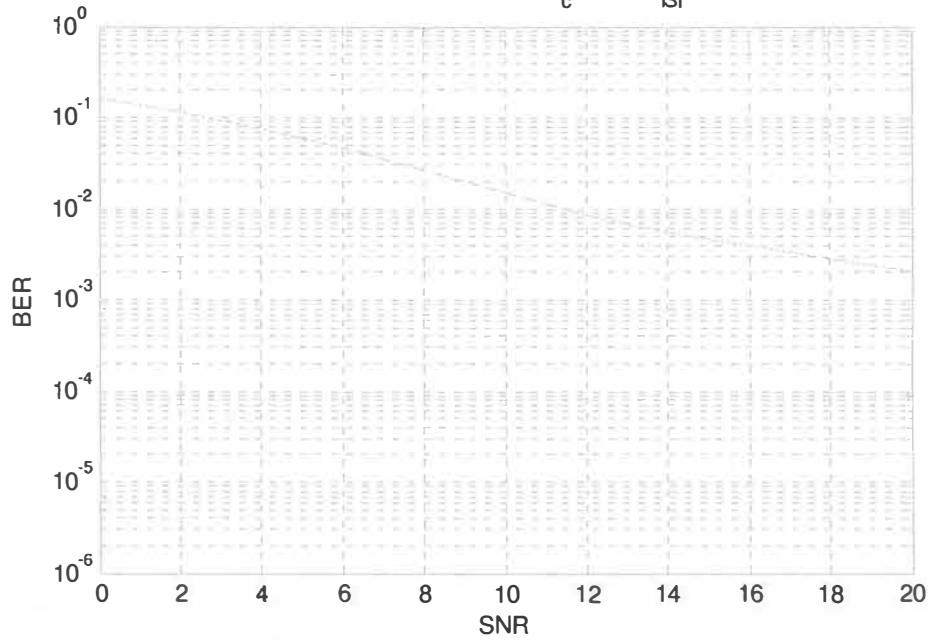




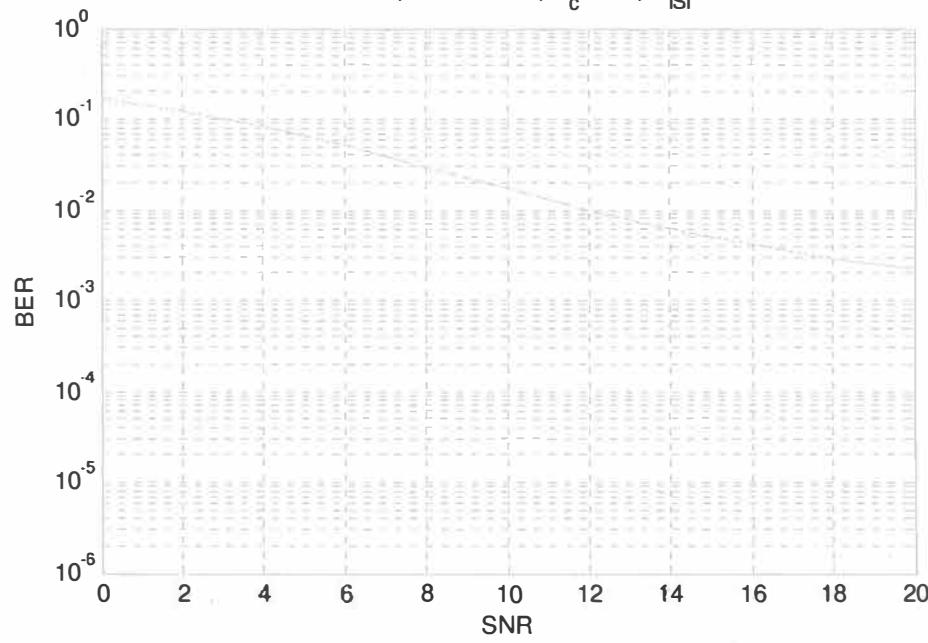


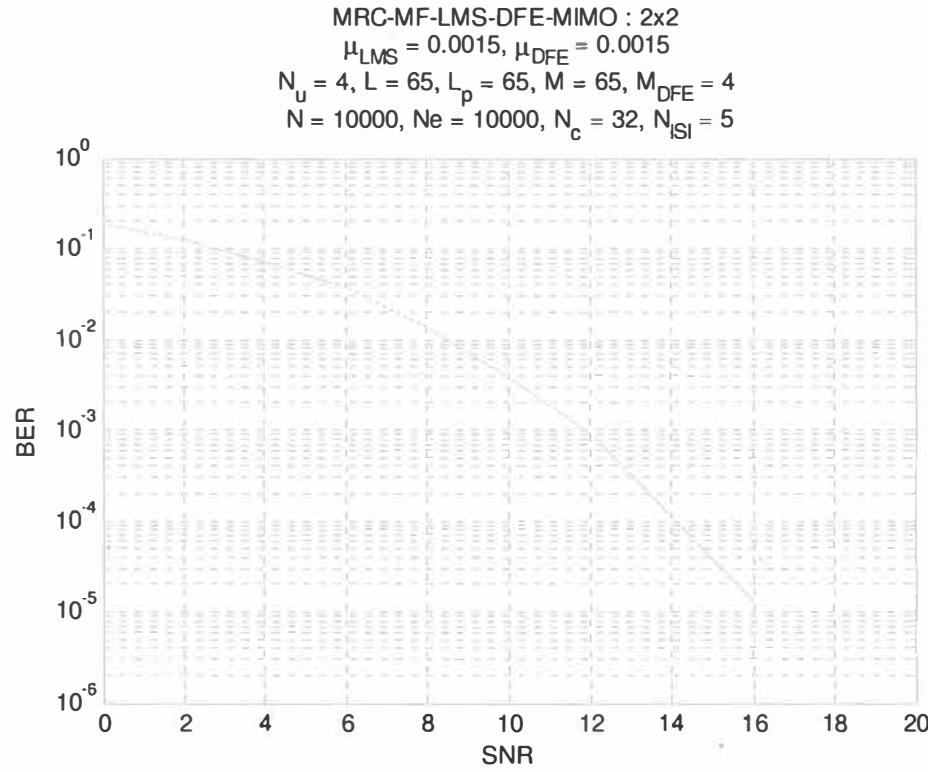
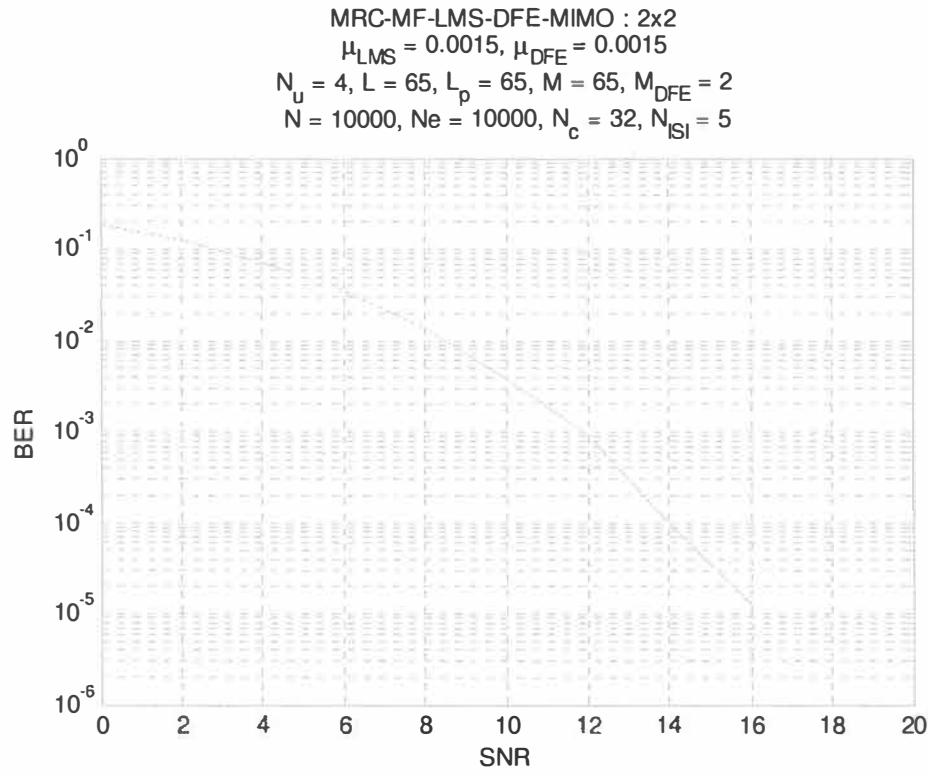


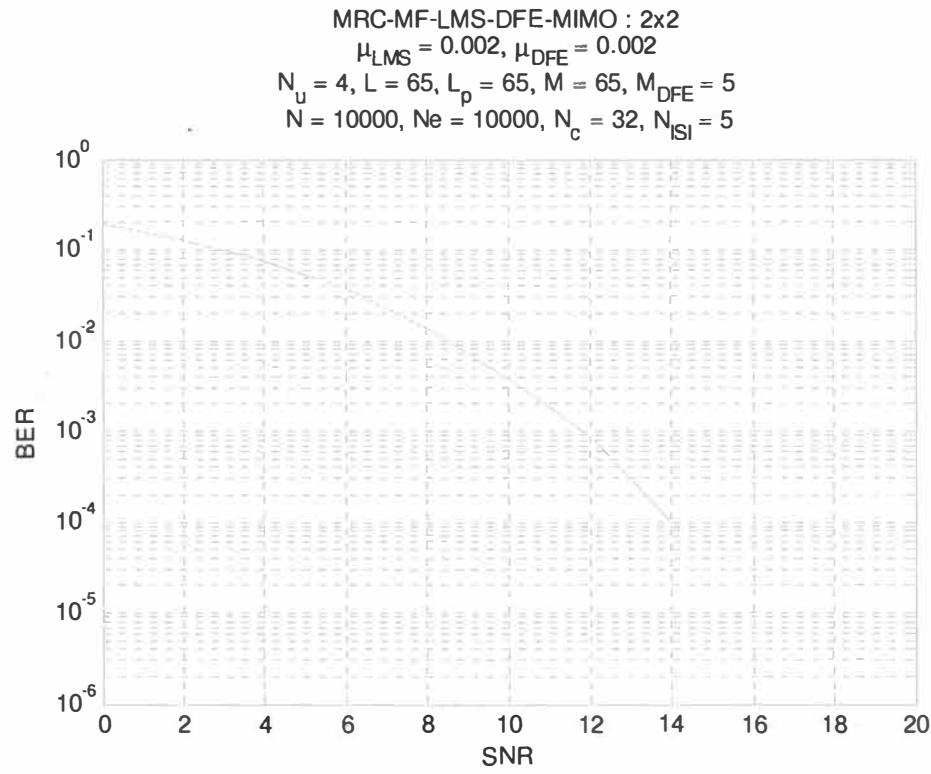
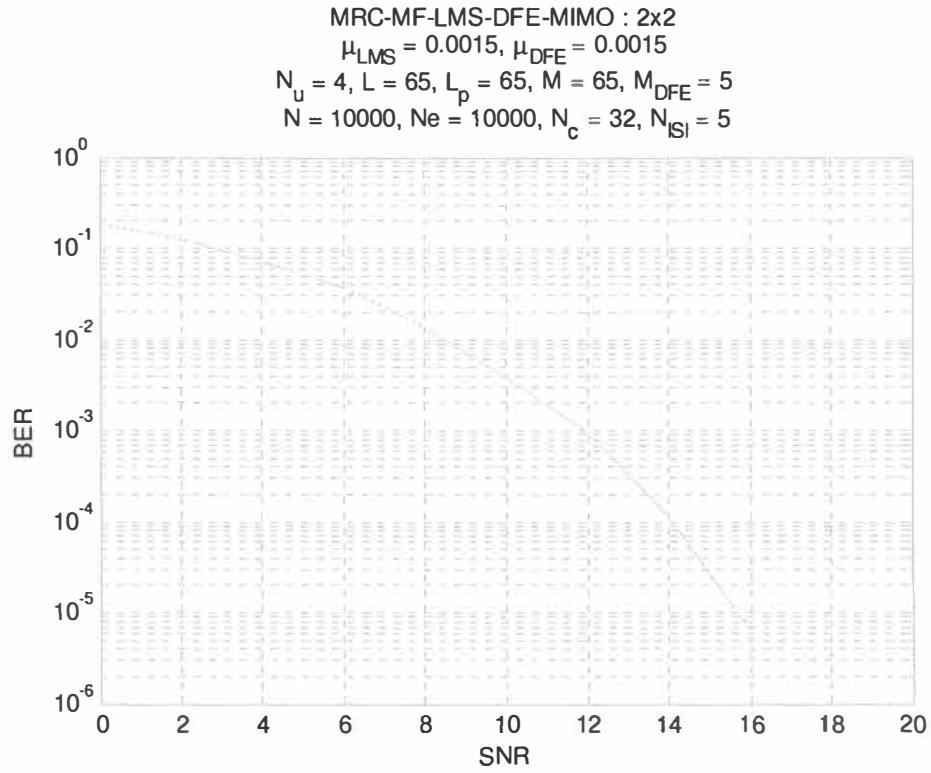
**MRC-RAKE-RLS-DFE-MIMO : 2x2**  
 $\lambda_{\text{RLS}} = 1, \sigma_{\text{RLS}} = 0.9, \lambda_{\text{DFE}} = 1, \sigma_{\text{DFE}} = 0.9$   
 $N_u = 4, L = 65, L_p = 45, M = 4, M_{\text{DFE}} = 1$   
 $N = 10000, N_e = 5000, N_c = 32, N_{\text{ISI}} = 5$

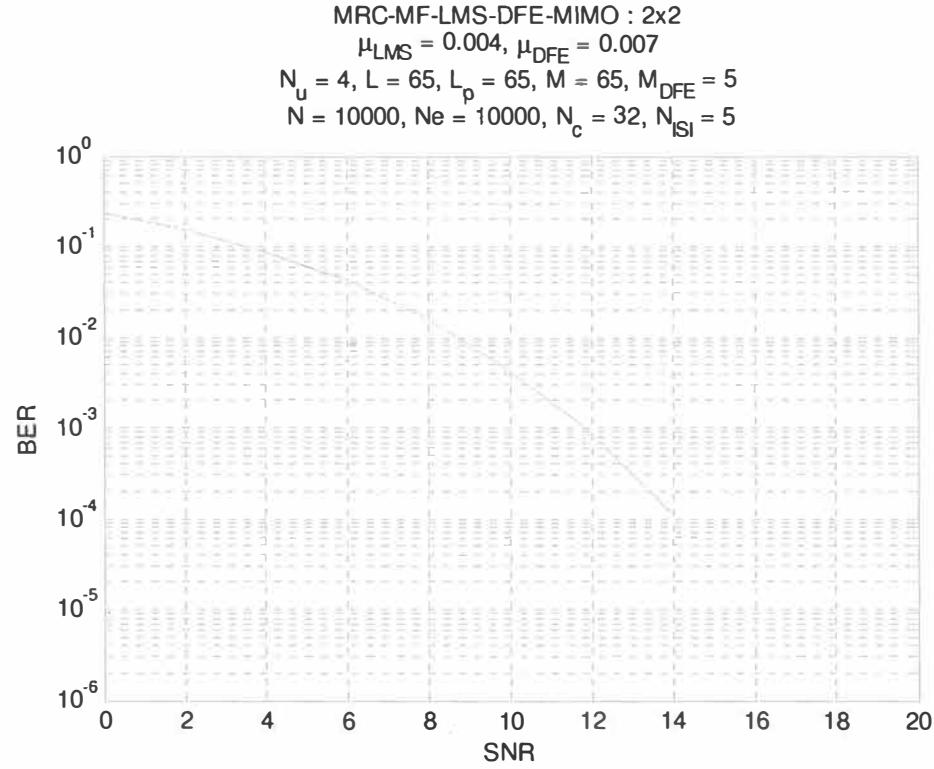
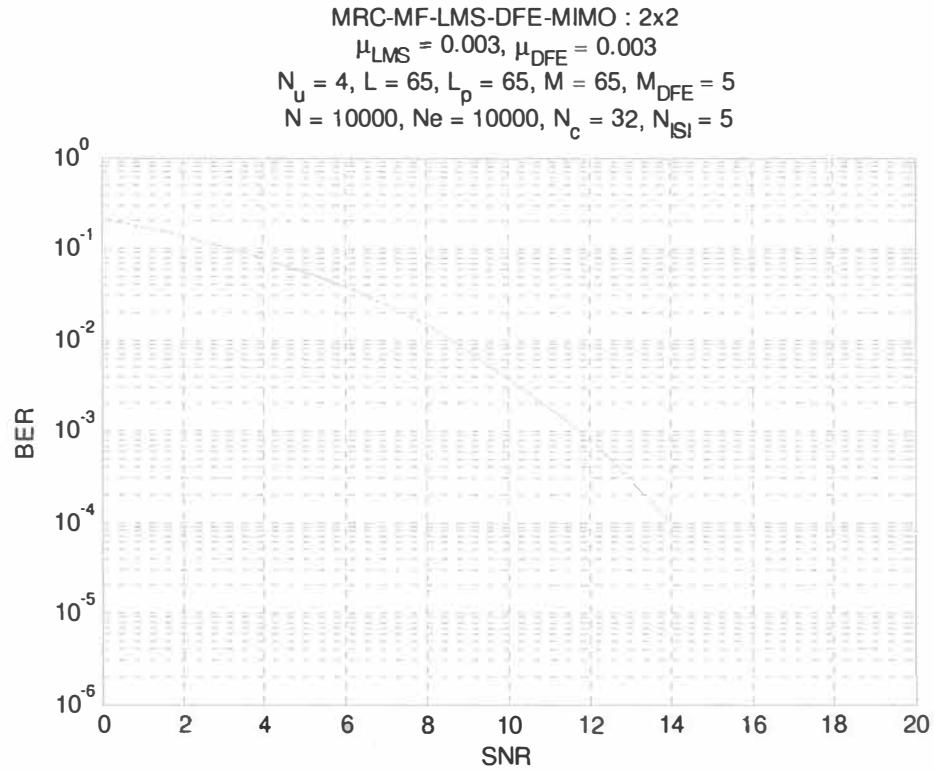


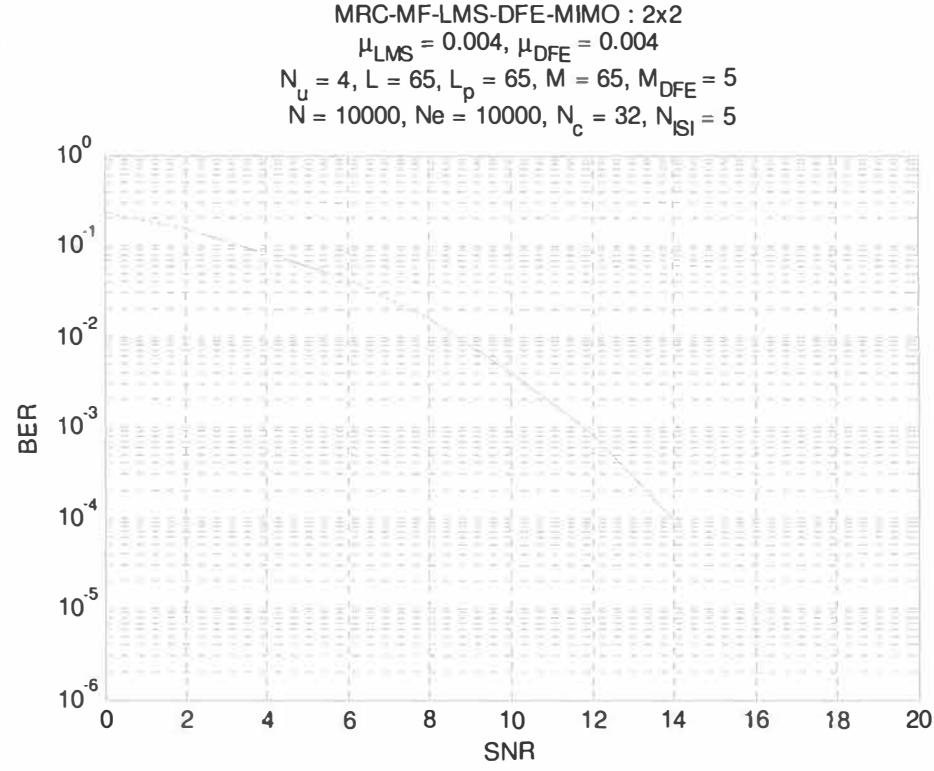
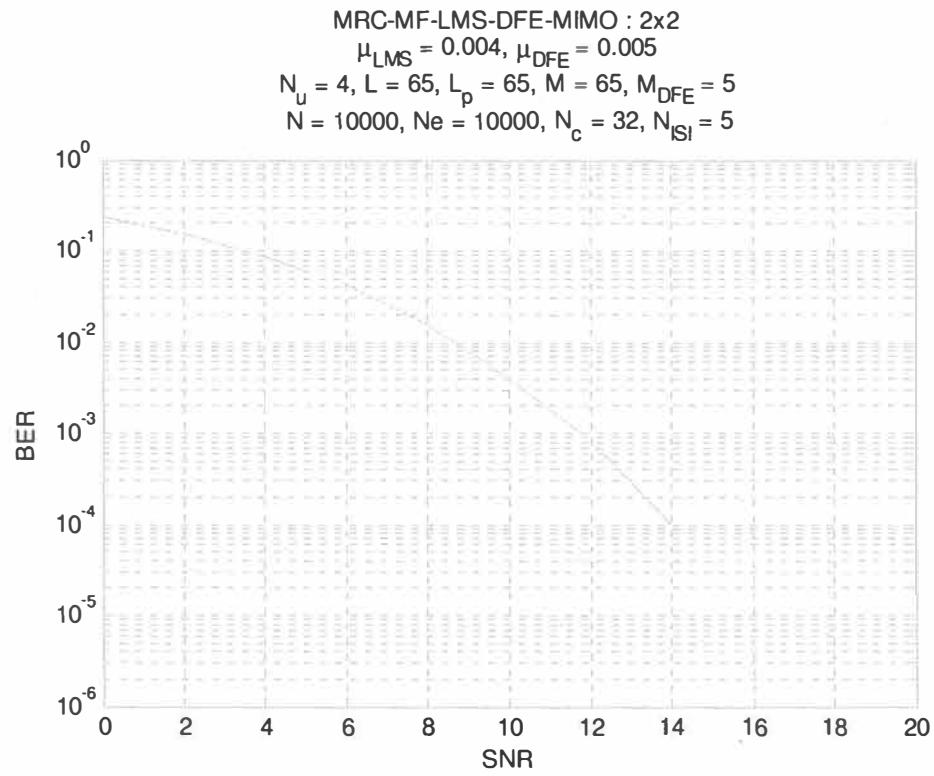
**MRC-RAKE-RLS-DFE-MIMO : 2x2**  
 $\lambda_{\text{RLS}} = 1, \sigma_{\text{RLS}} = 0.9, \lambda_{\text{DFE}} = 1, \sigma_{\text{DFE}} = 0.9$   
 $N_u = 4, L = 65, L_p = 35, M = 4, M_{\text{DFE}} = 1$   
 $N = 10000, N_e = 10000, N_c = 32, N_{\text{ISI}} = 5$

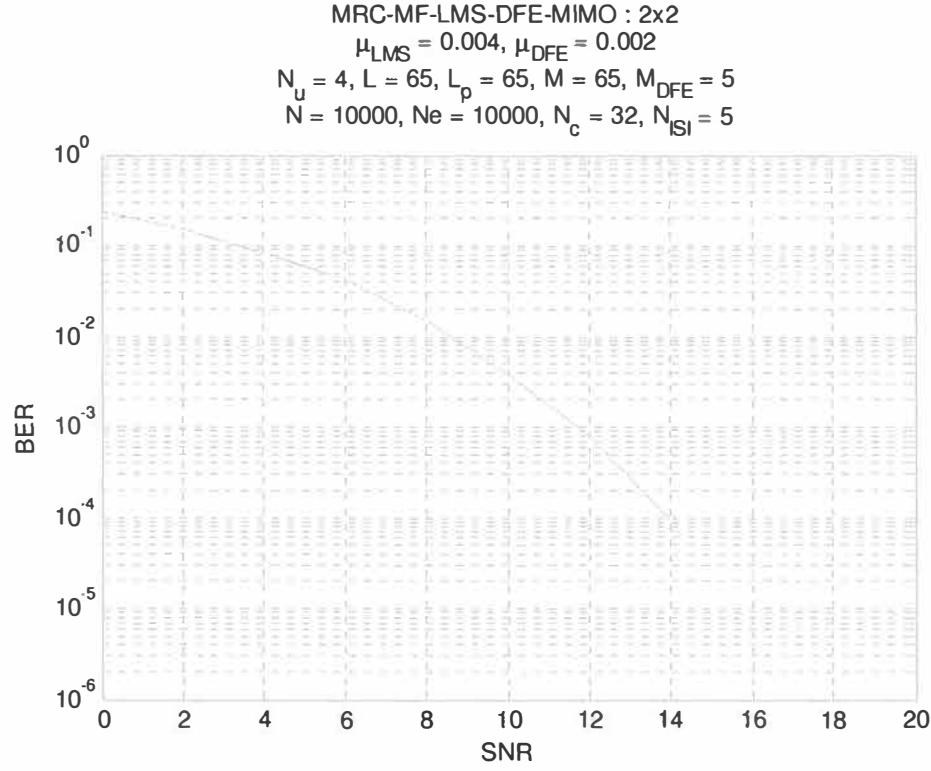
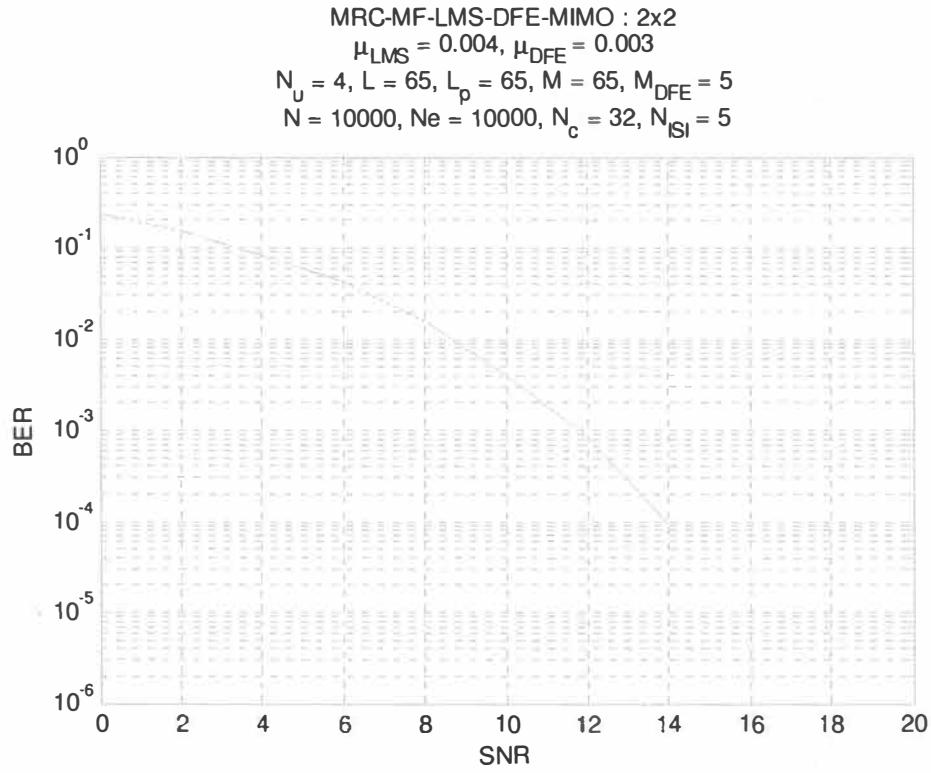


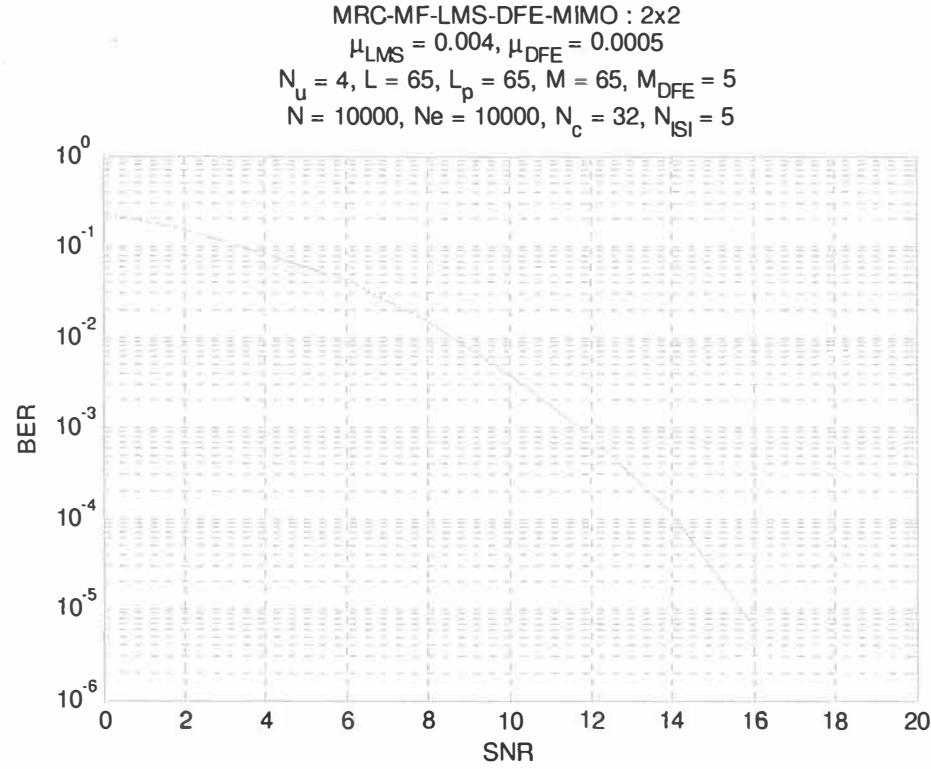
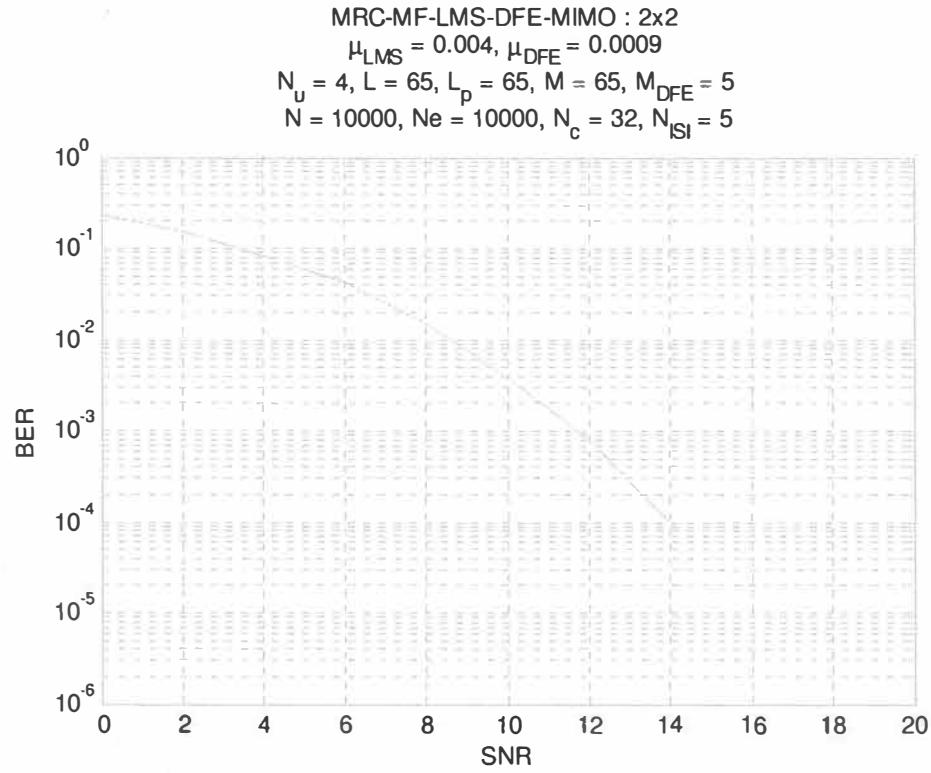


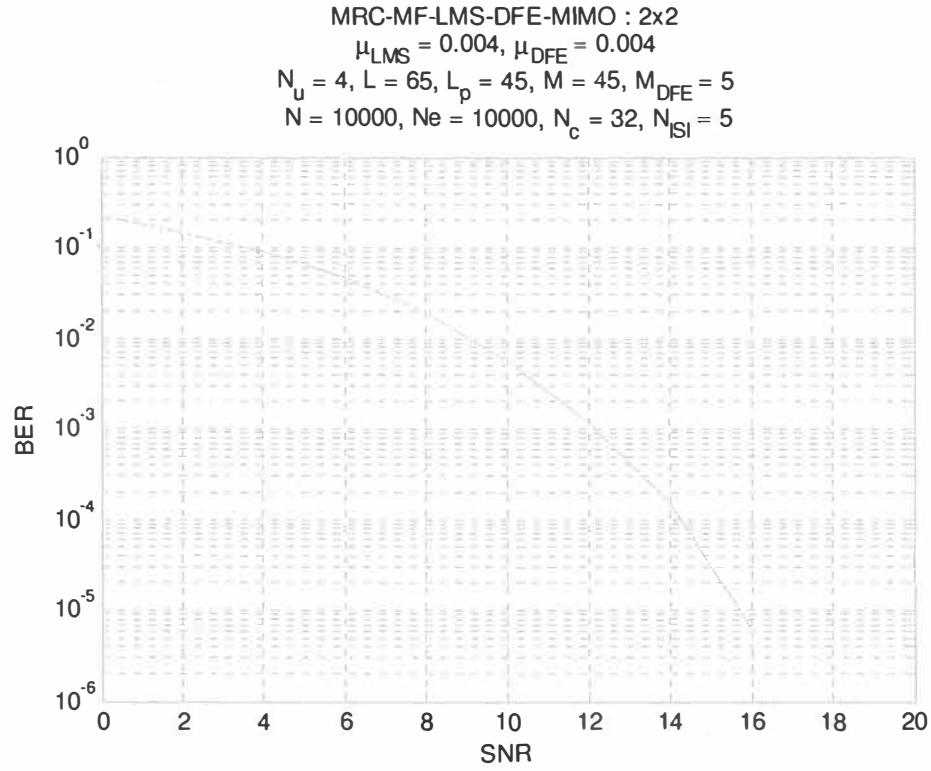
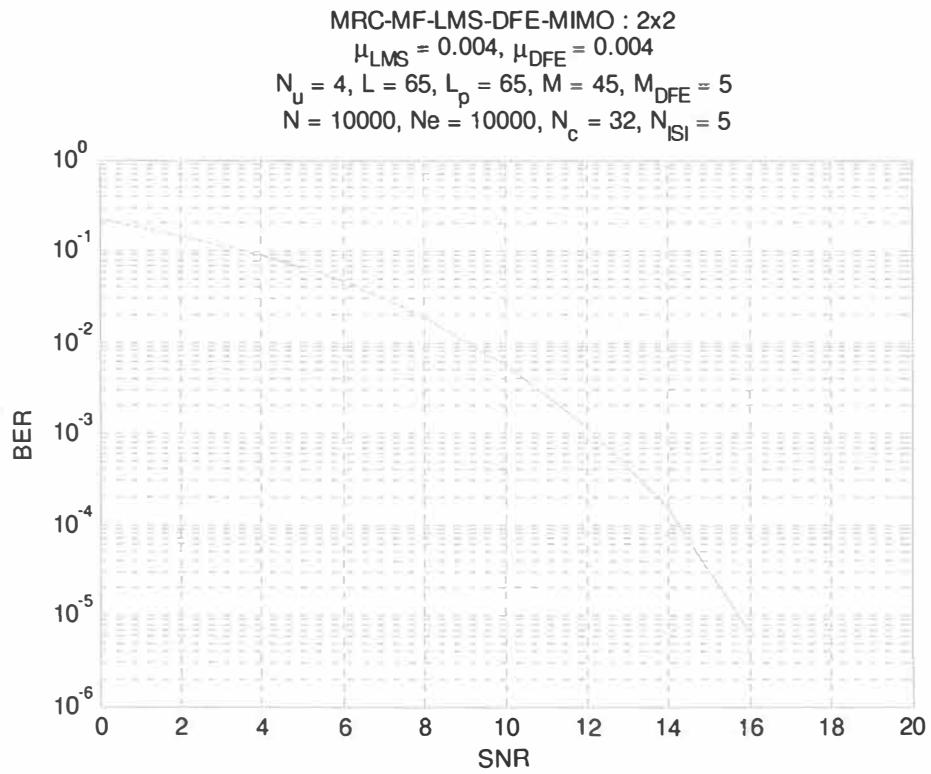


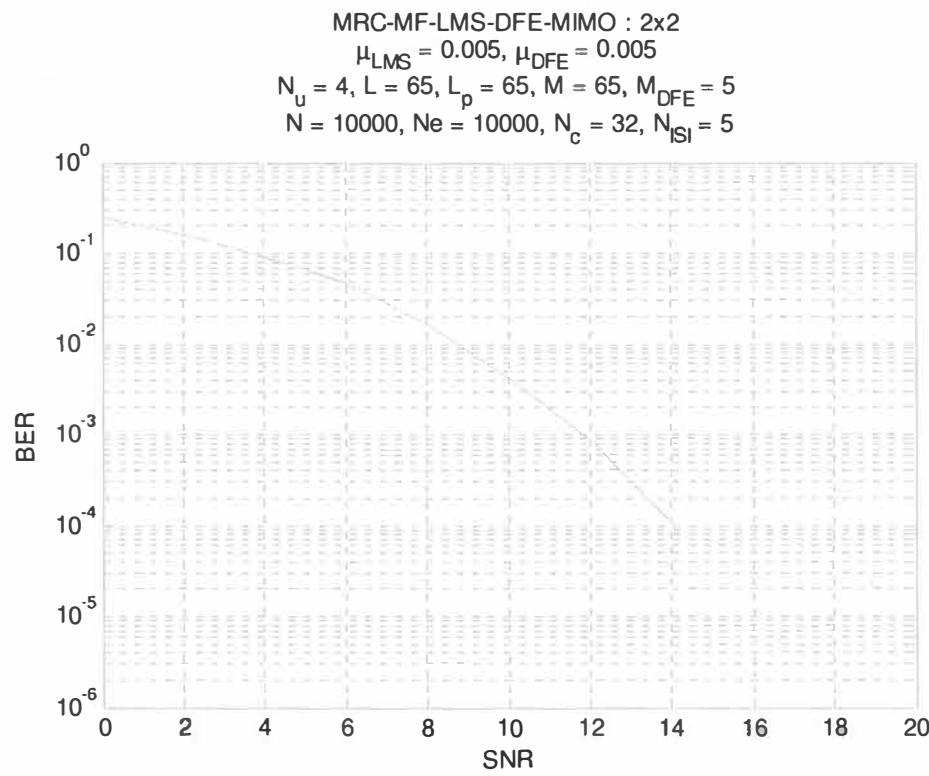
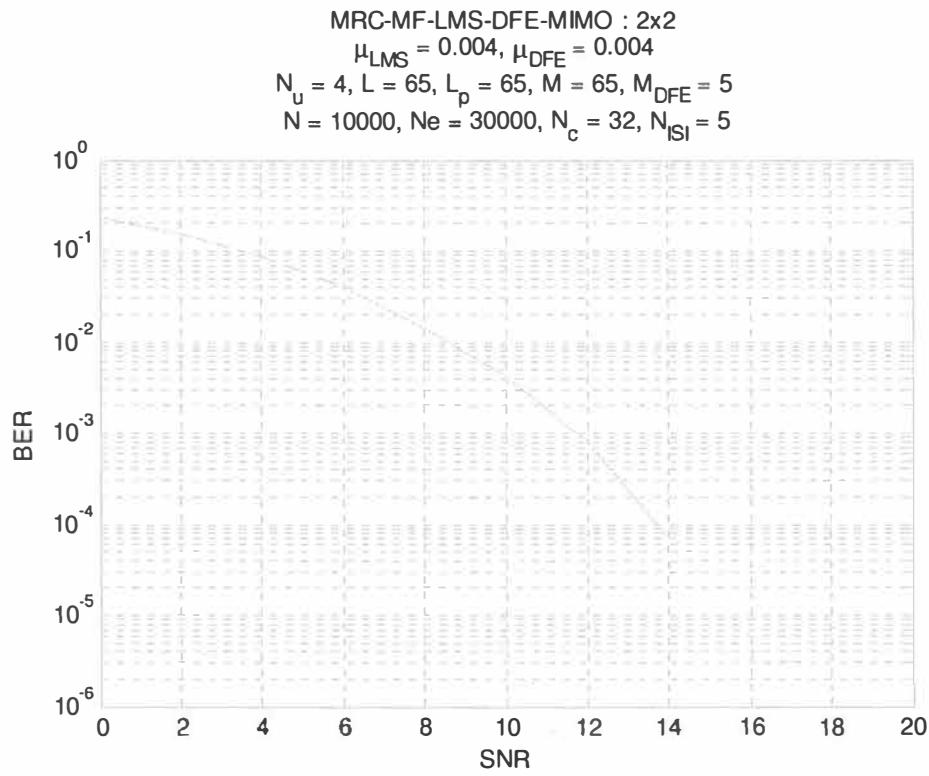


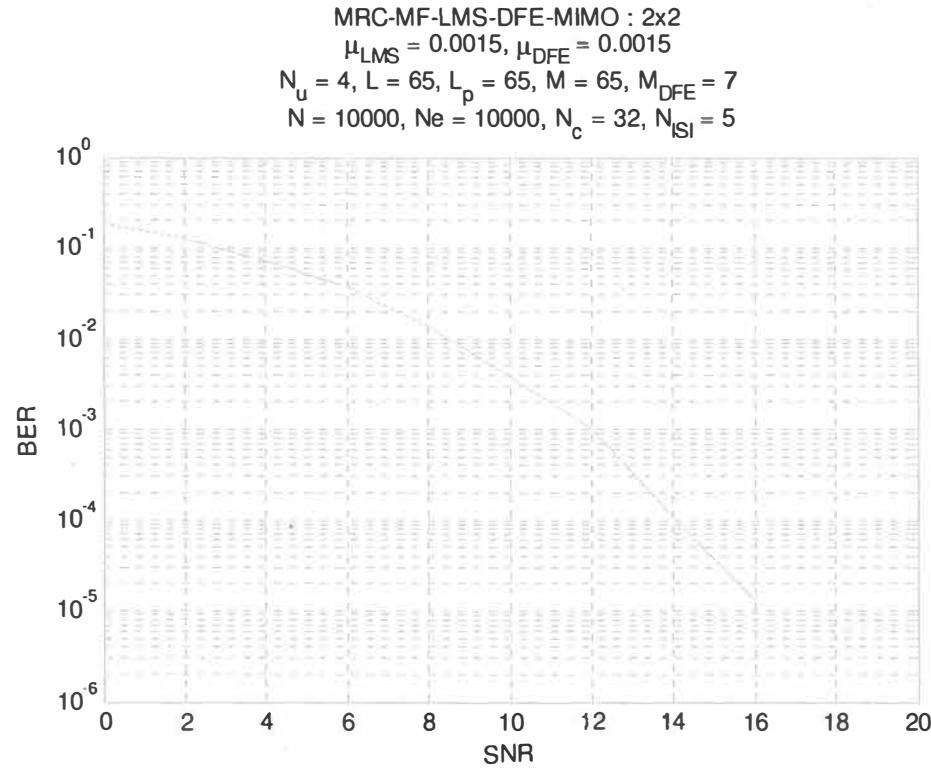
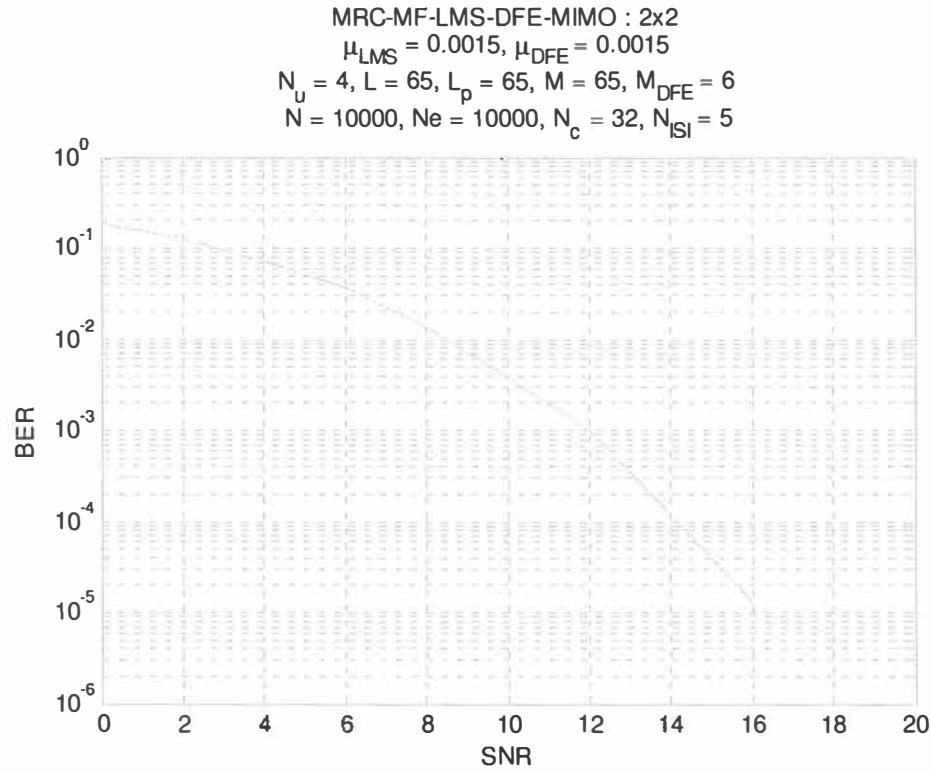


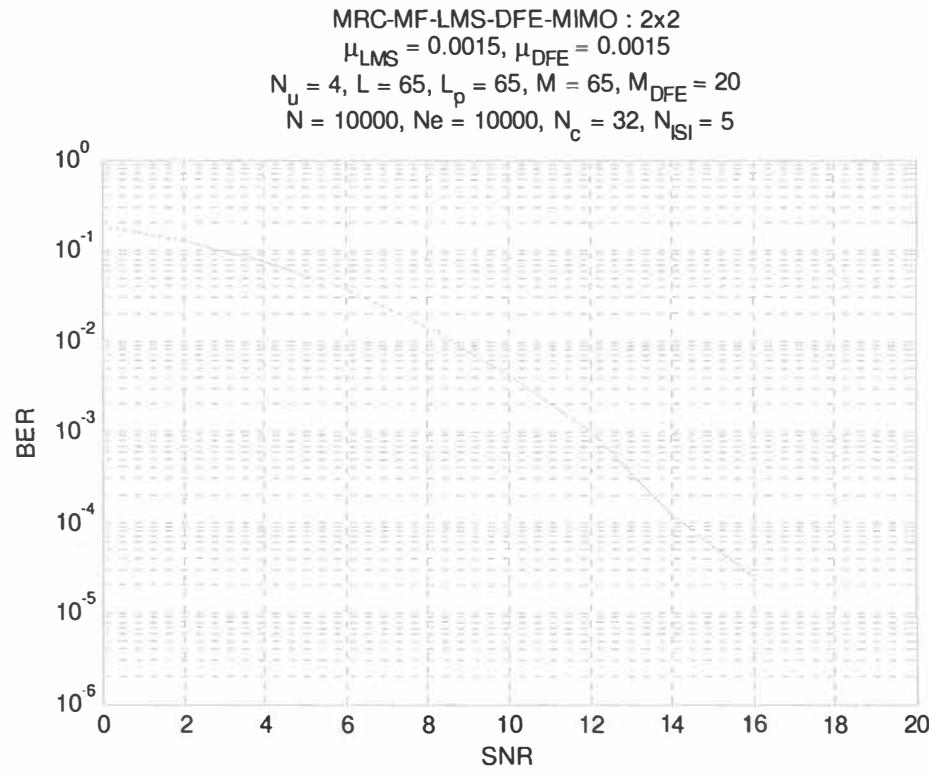
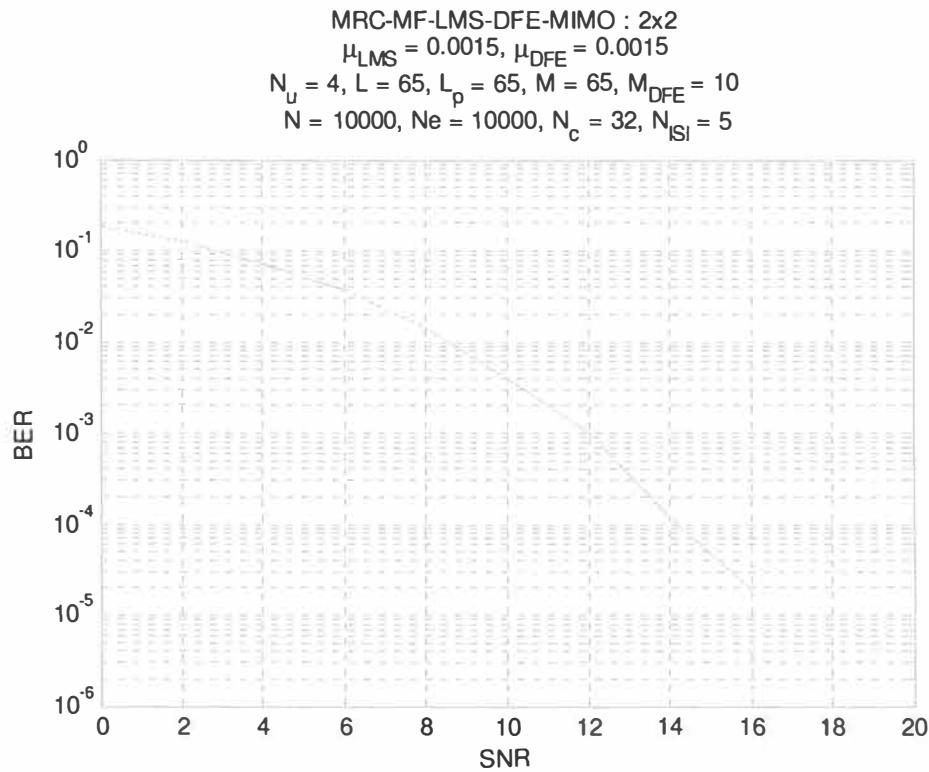


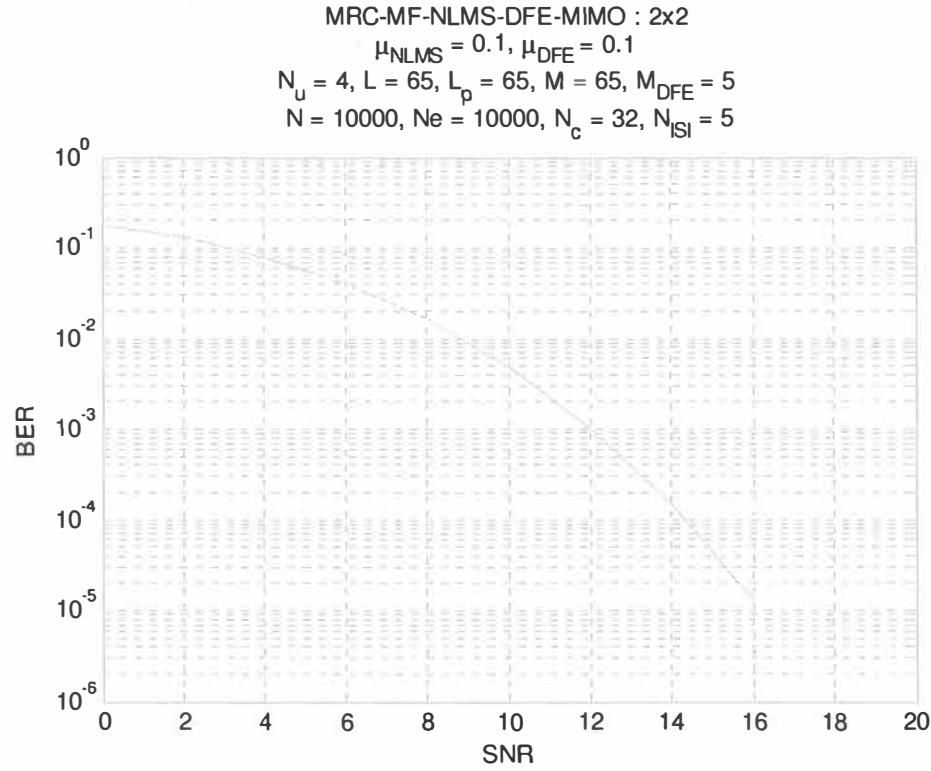
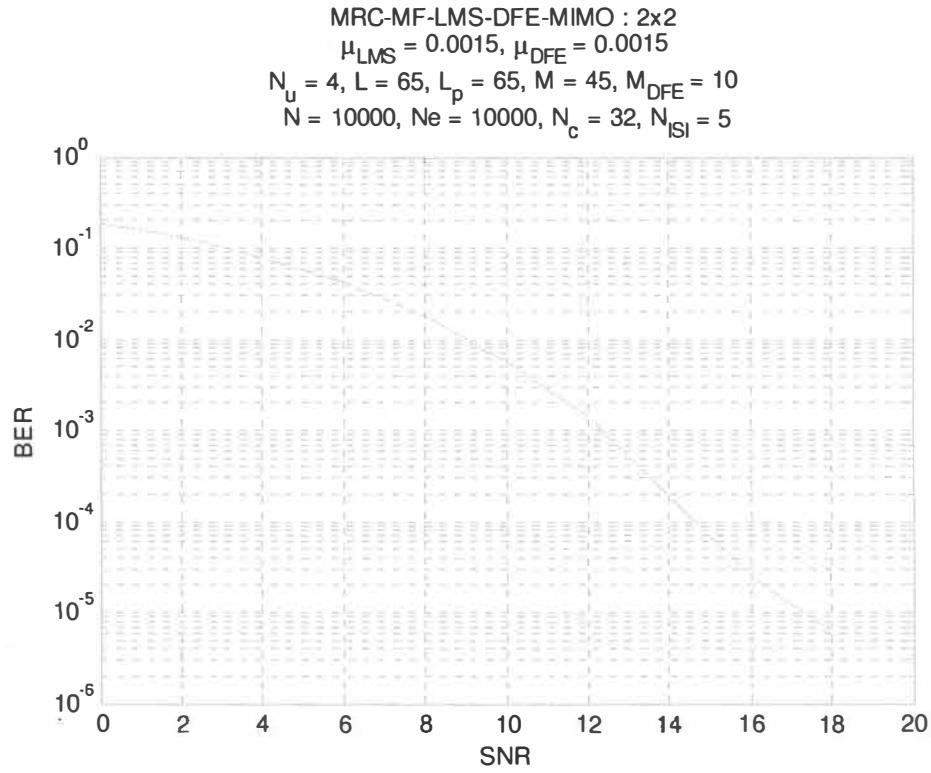


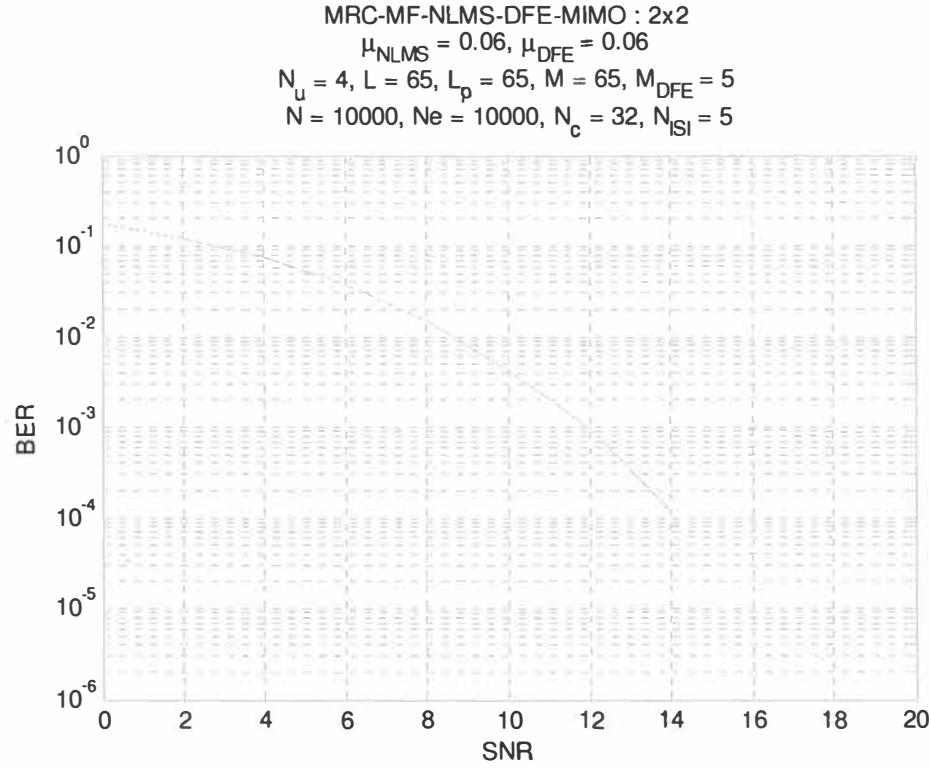
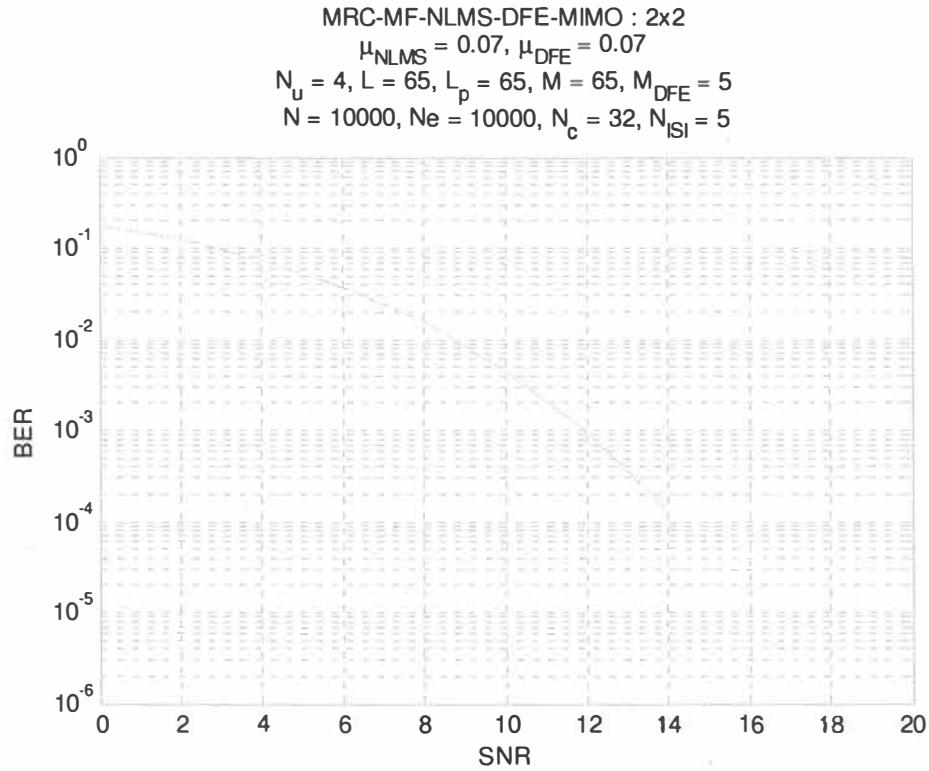


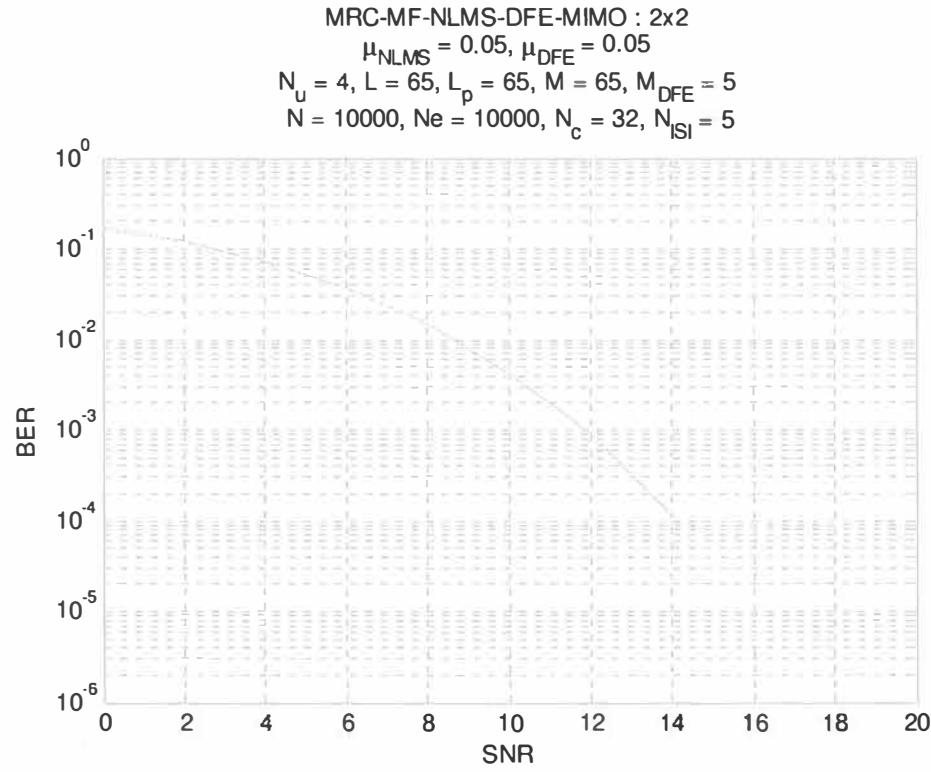
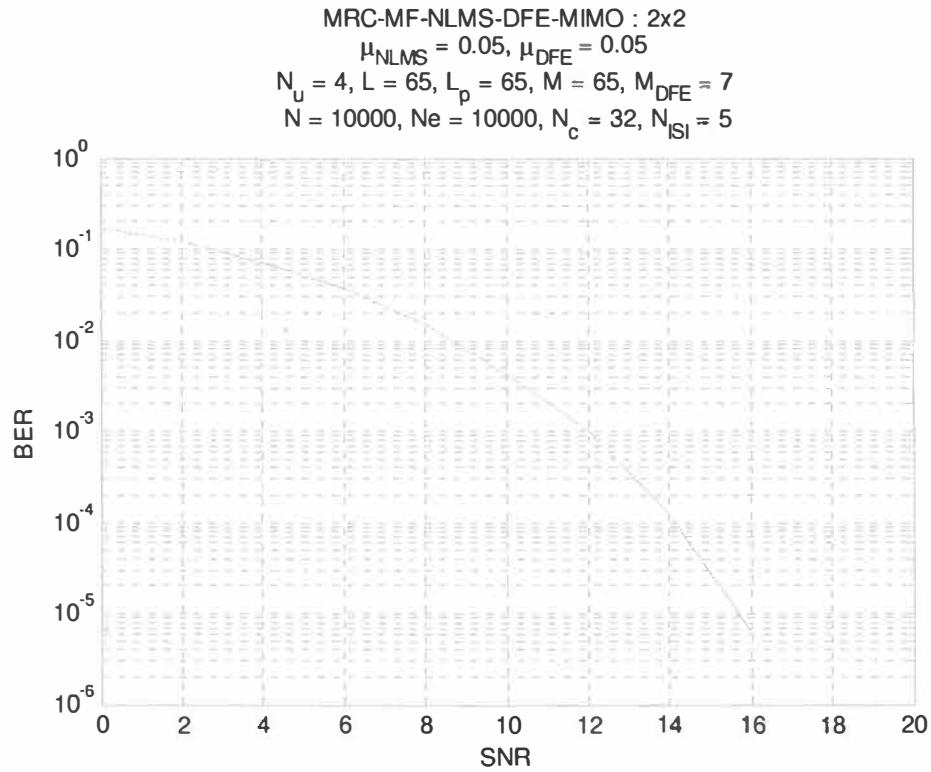


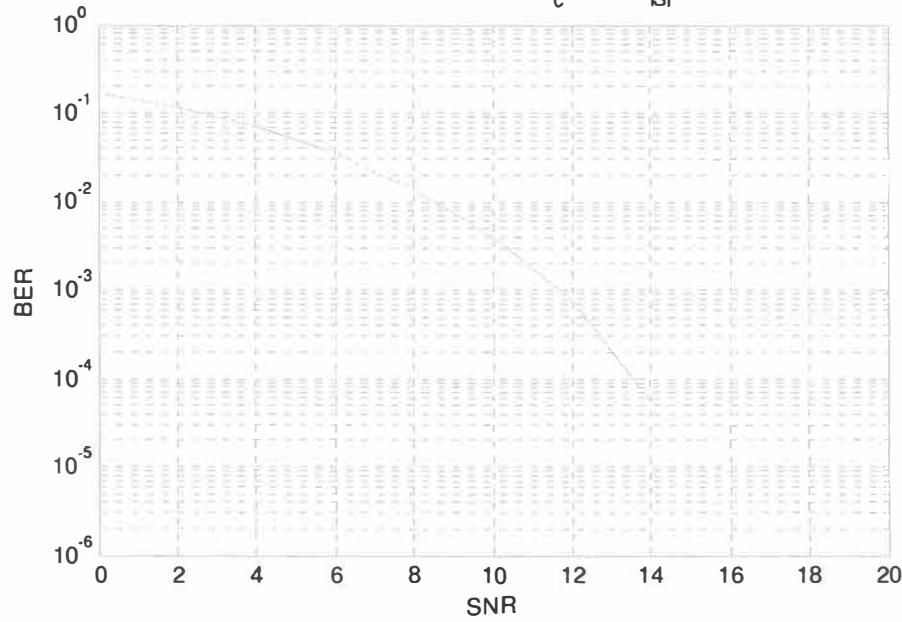
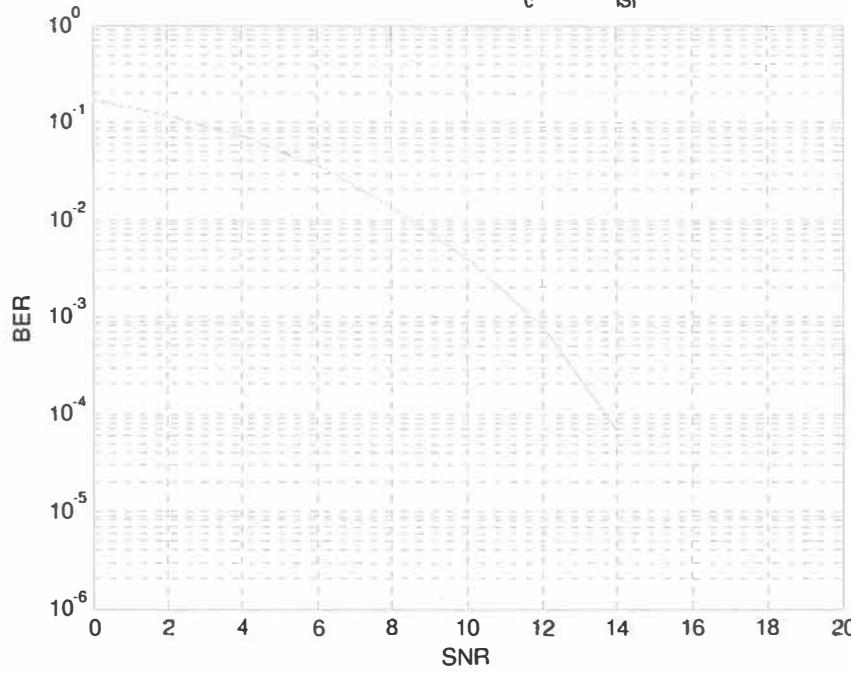


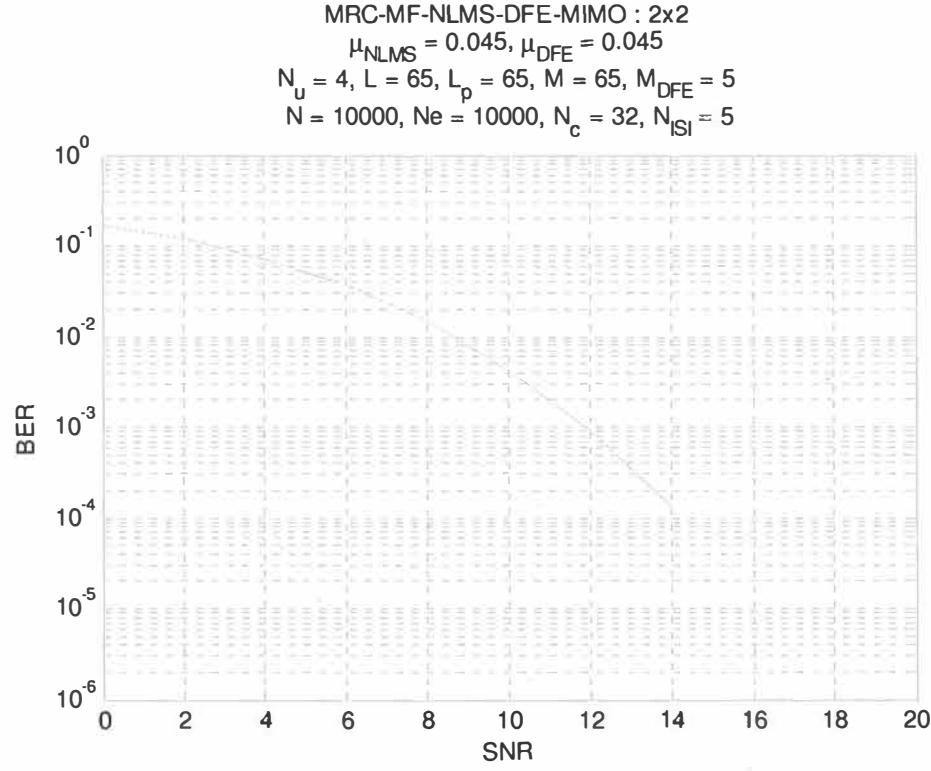
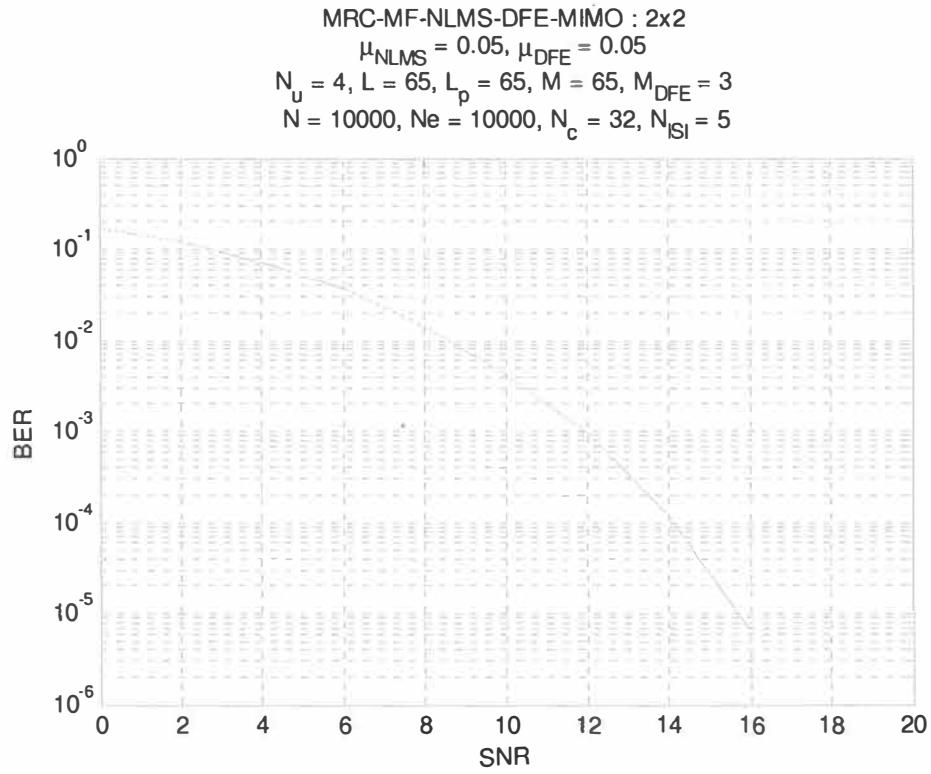


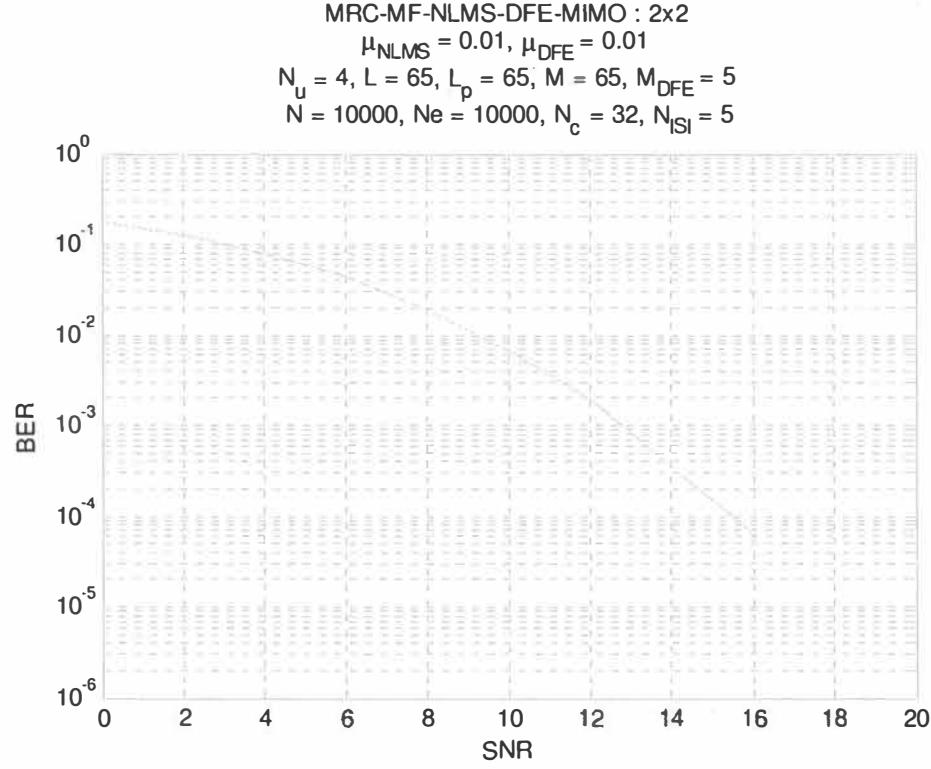
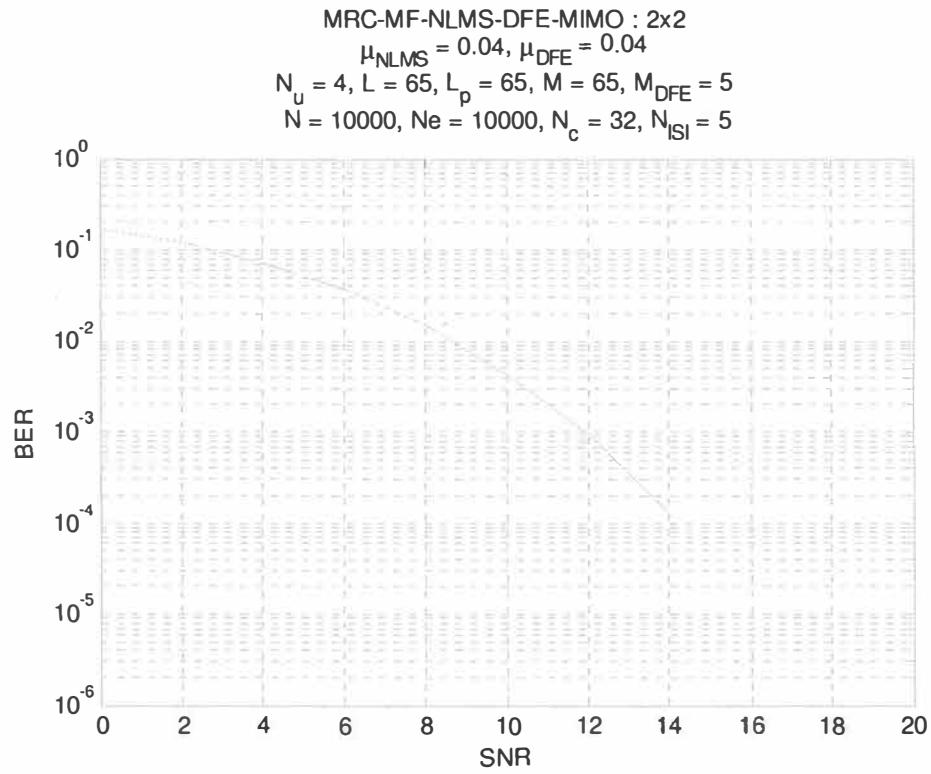


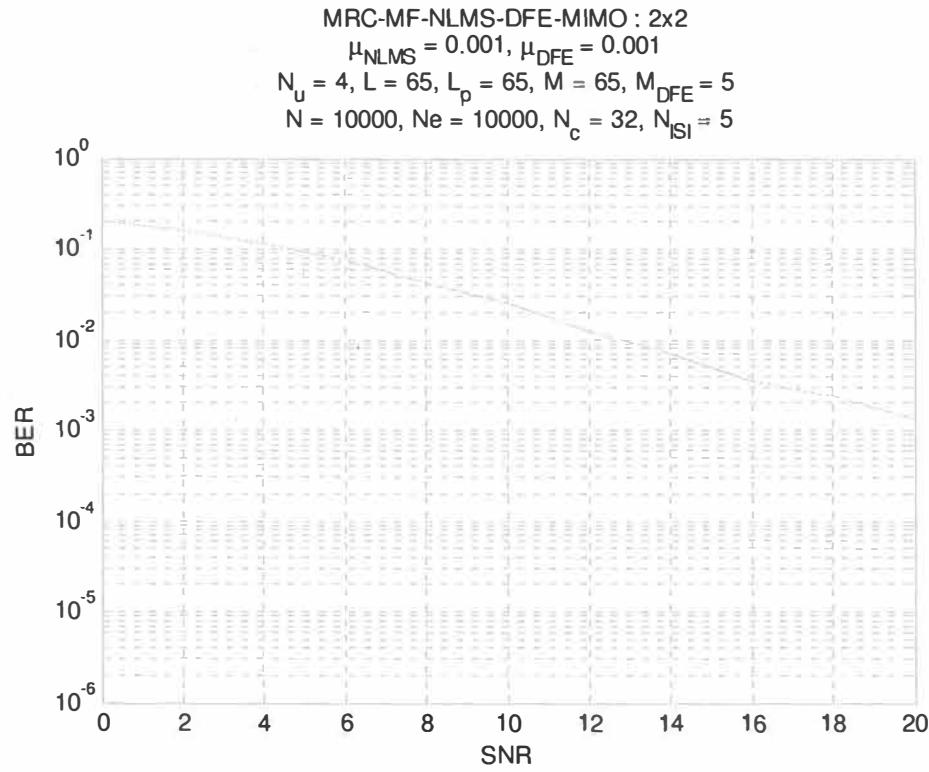
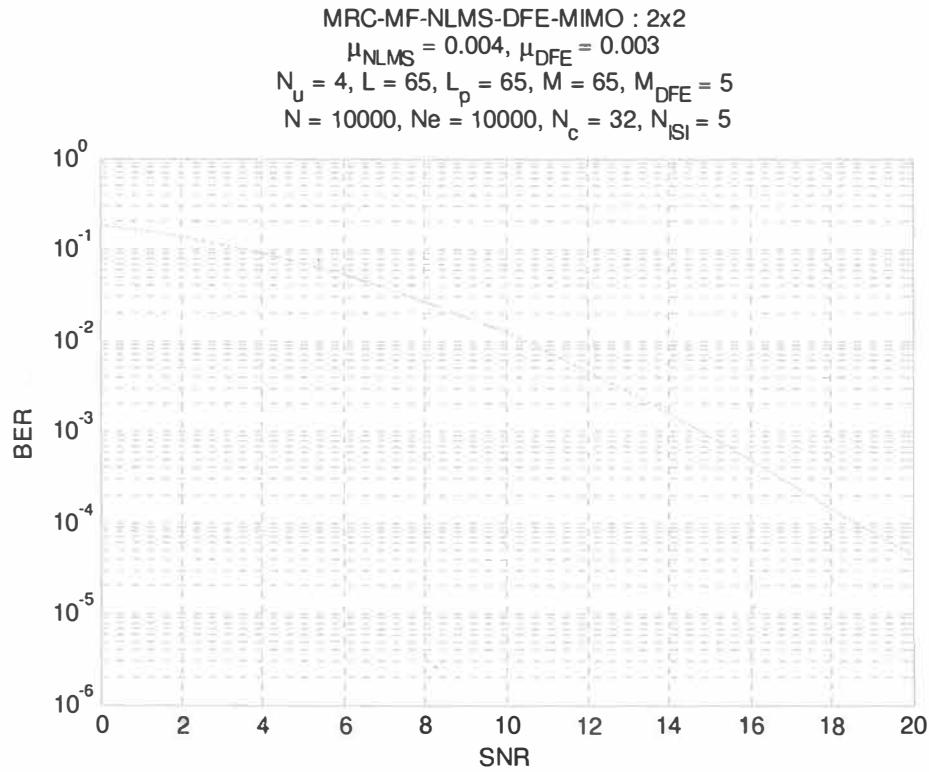


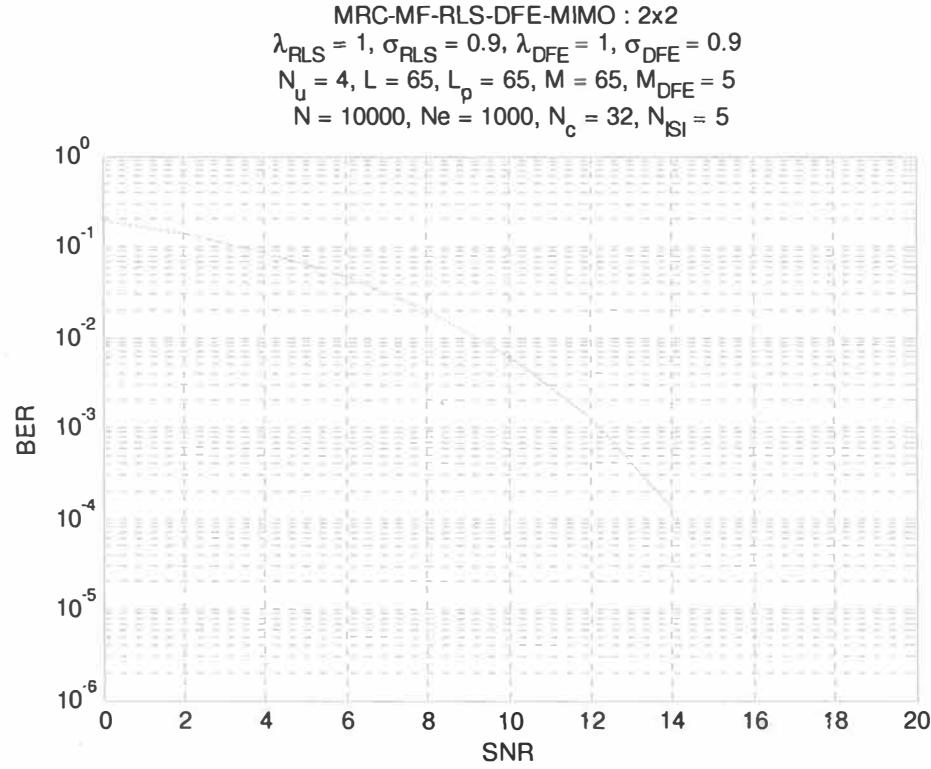
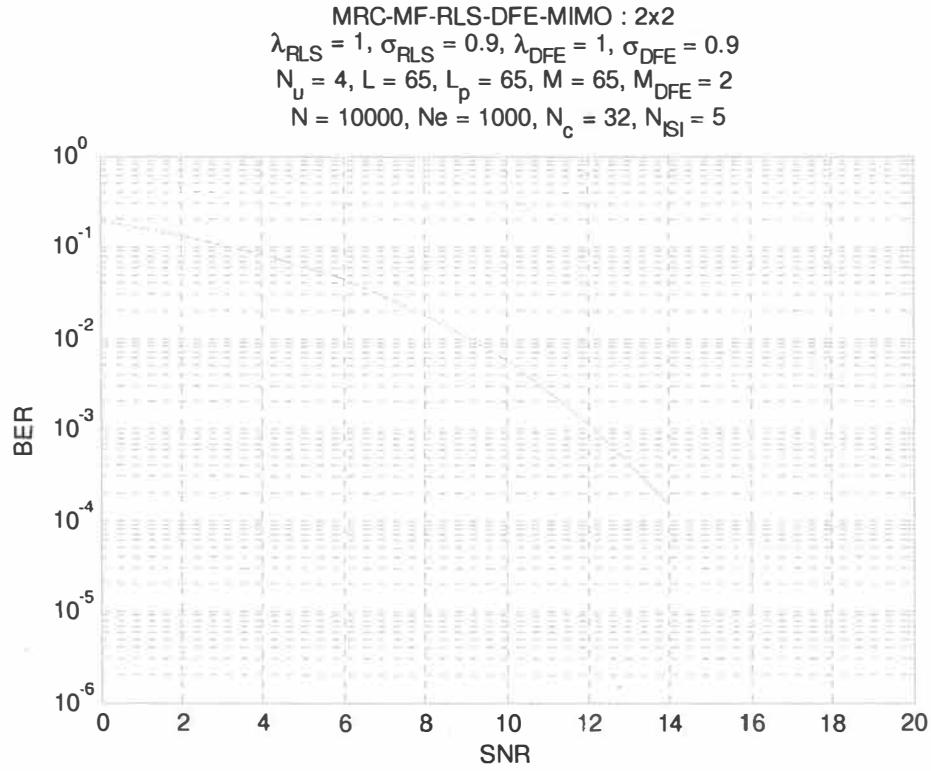


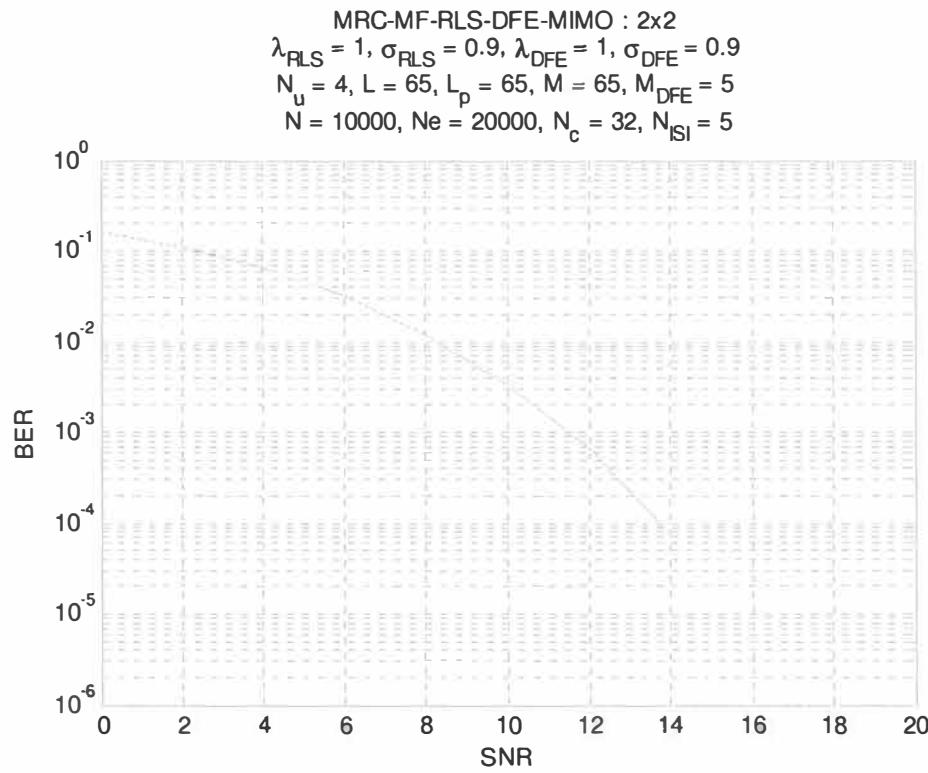
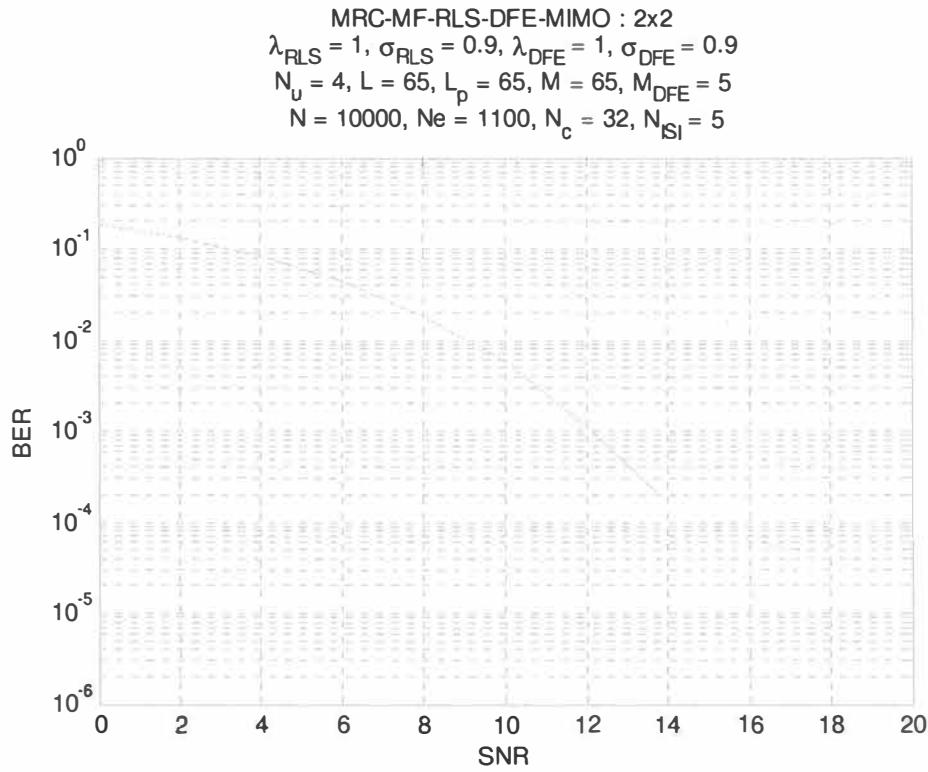
**MRC-MF-NLMS-DFE-MIMO : 2x2**
 $\mu_{\text{NLMS}} = 0.05, \mu_{\text{DFE}} = 0.05$   
 $N_u = 4, L = 65, L_p = 65, M = 65, M_{\text{DFE}} = 5$   
 $N = 10000, N_e = 30000, N_c = 32, N_{\text{ISI}} = 5$ 

**MRC-MF-NLMS-DFE-MIMO : 2x2**
 $\mu_{\text{NLMS}} = 0.05, \mu_{\text{DFE}} = 0.05$   
 $N_u = 4, L = 65, L_p = 65, M = 65, M_{\text{DFE}} = 5$   
 $N = 10000, N_e = 35000, N_c = 32, N_{\text{ISI}} = 5$ 


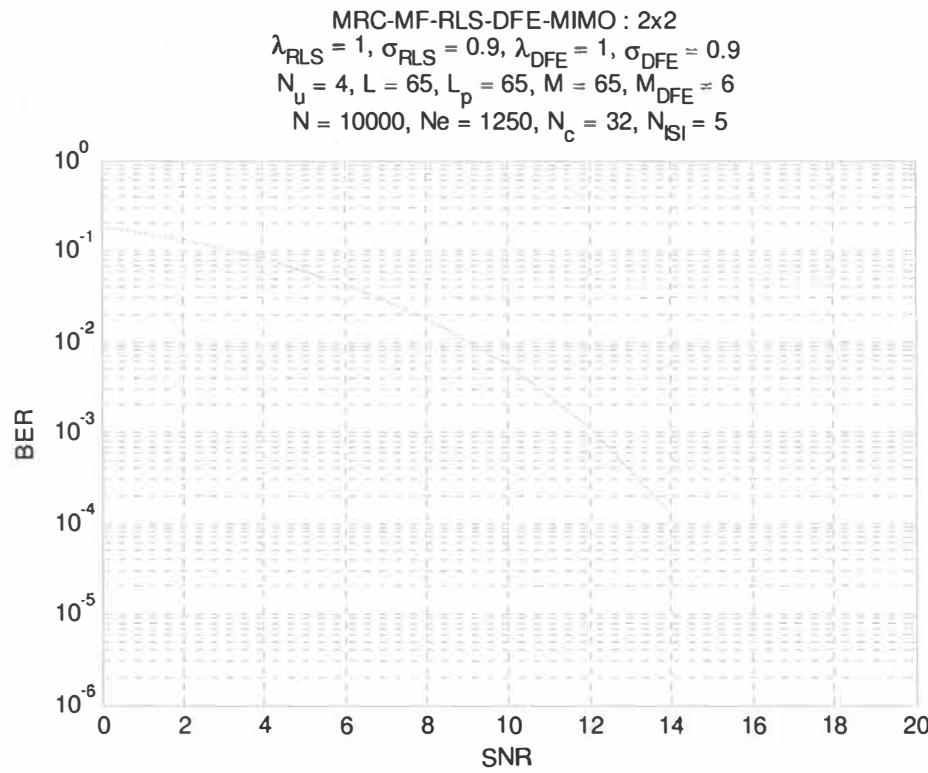
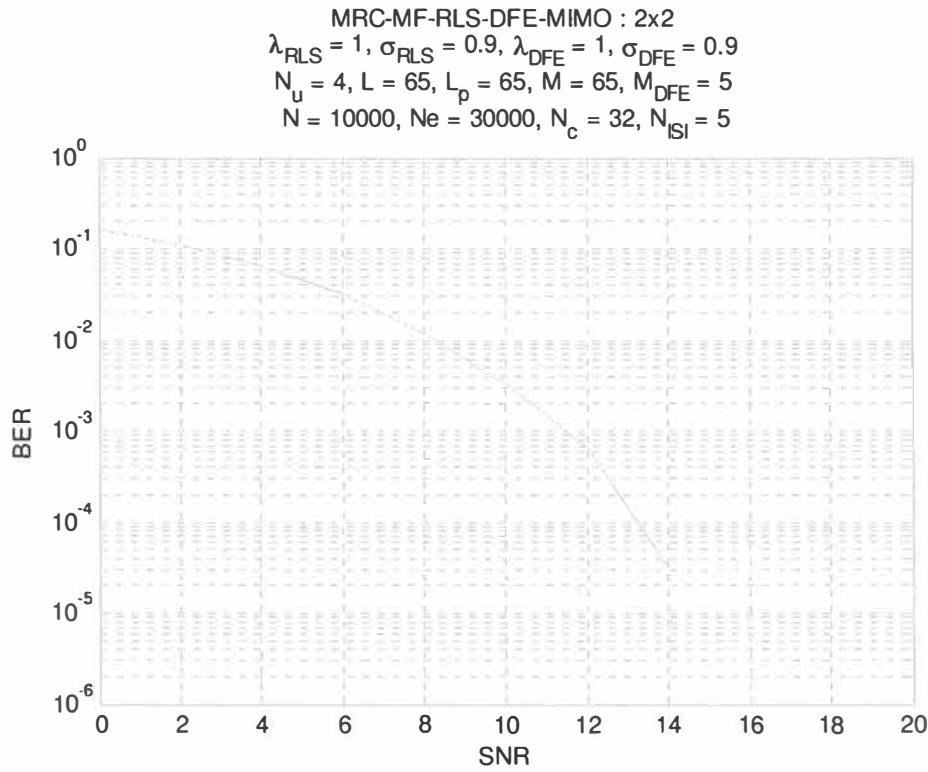


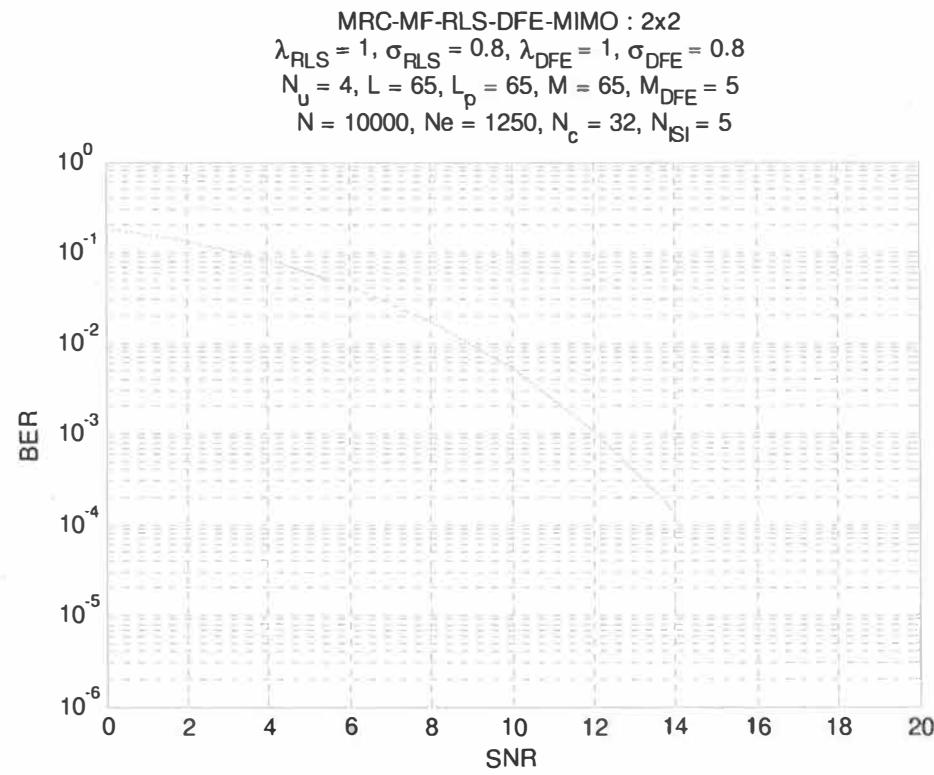
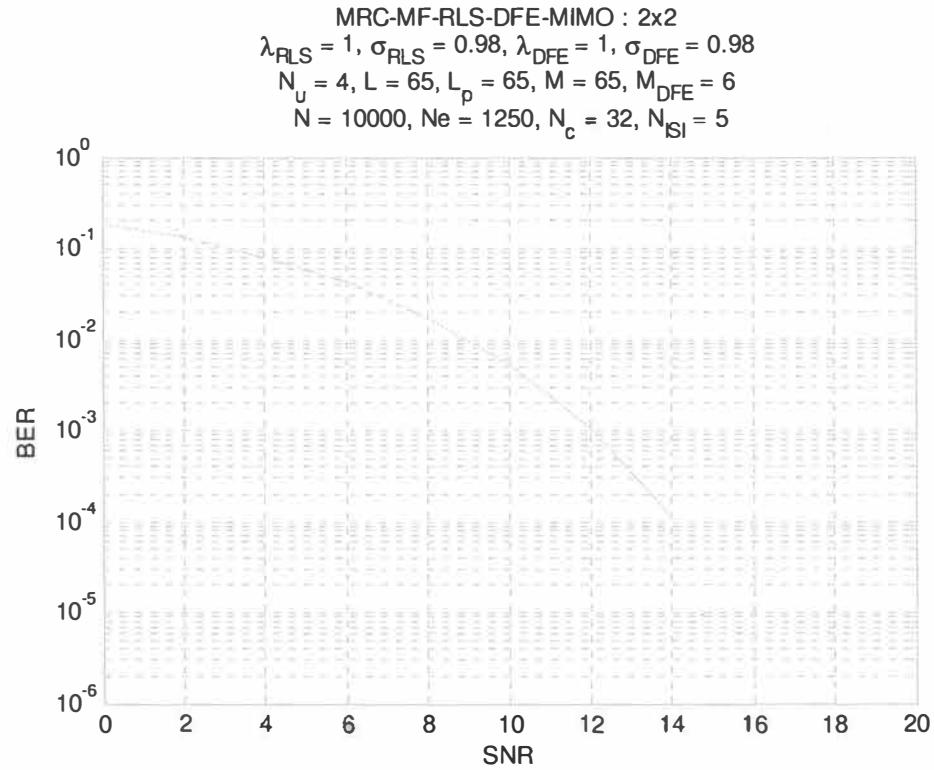


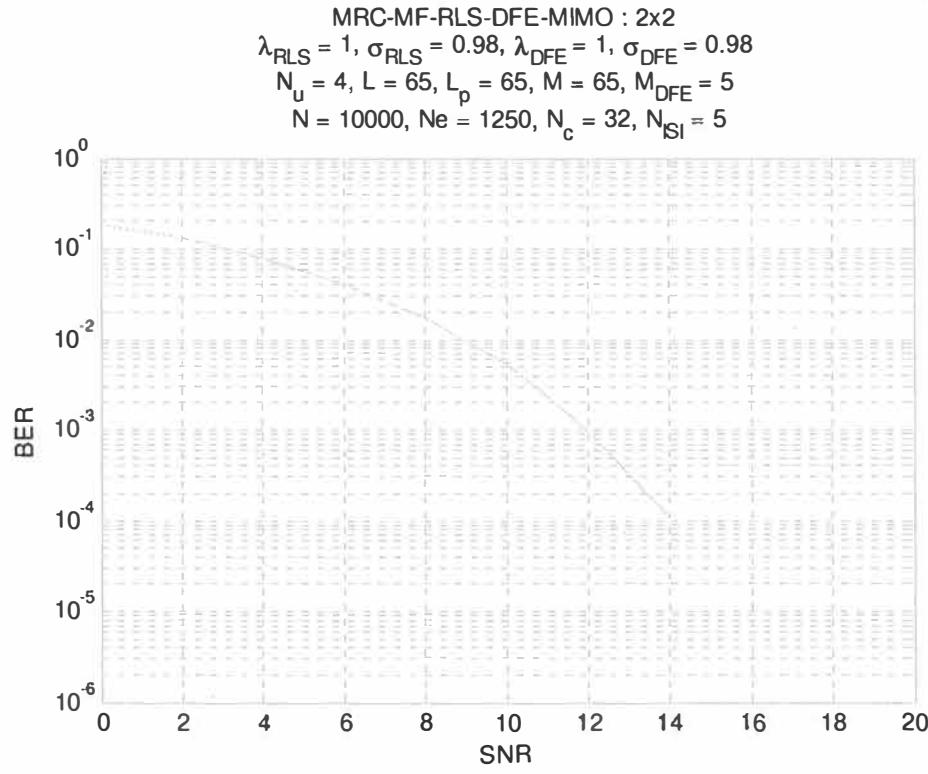
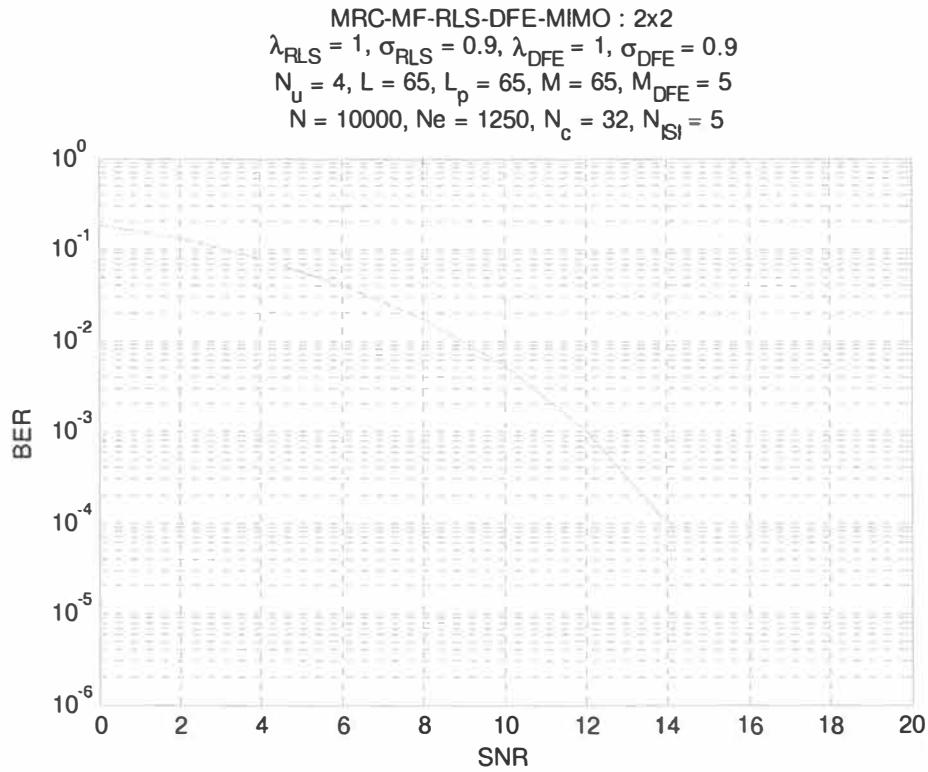


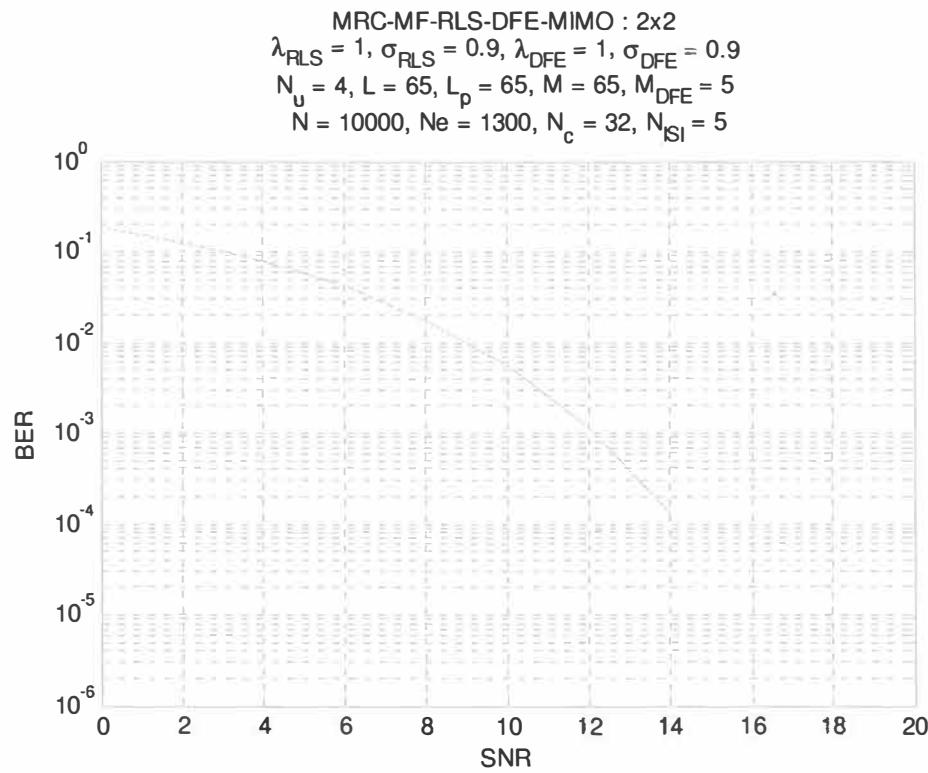
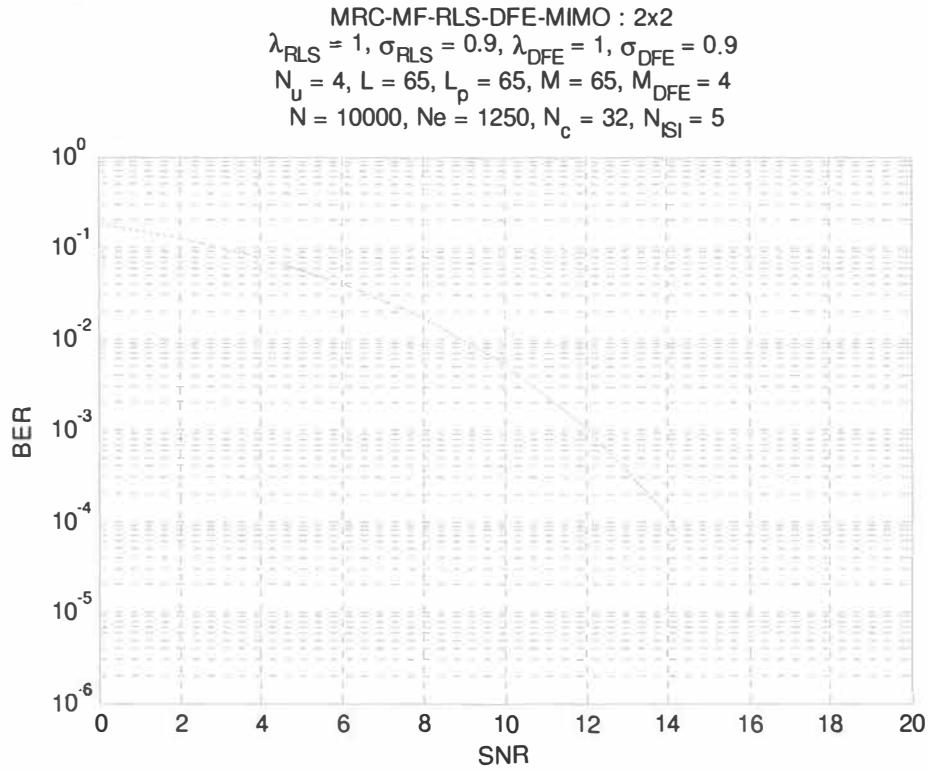


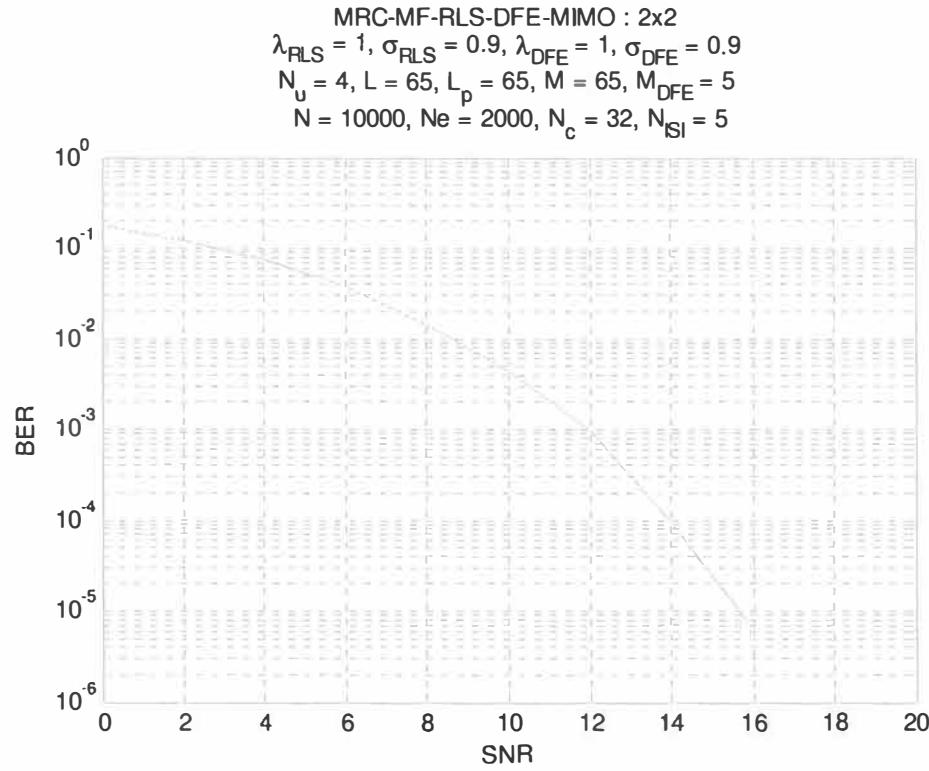
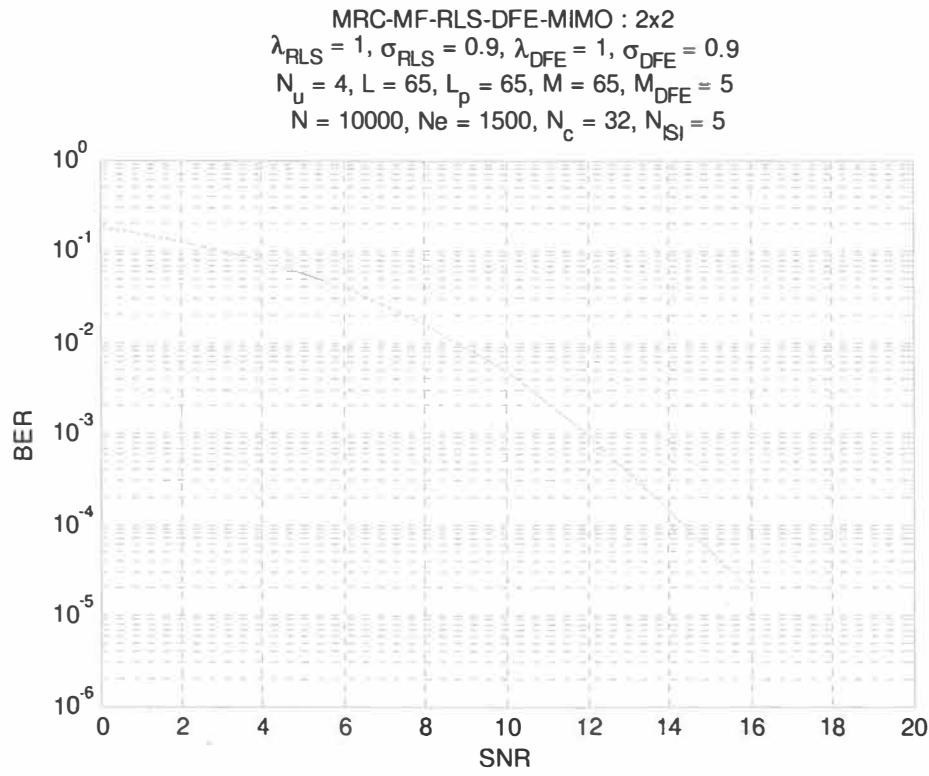


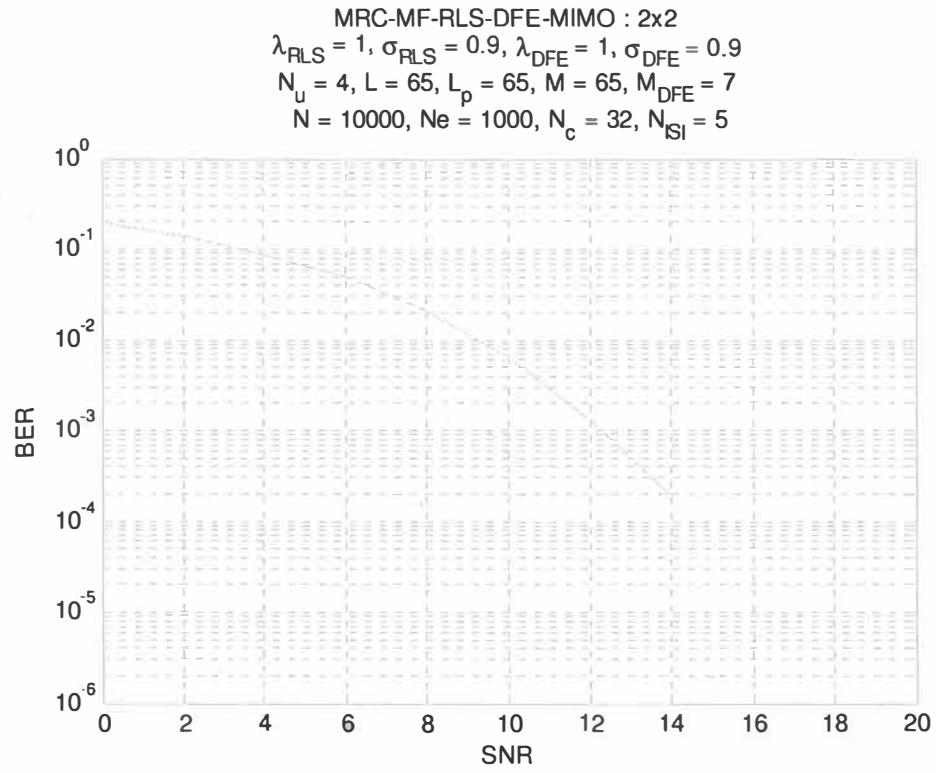
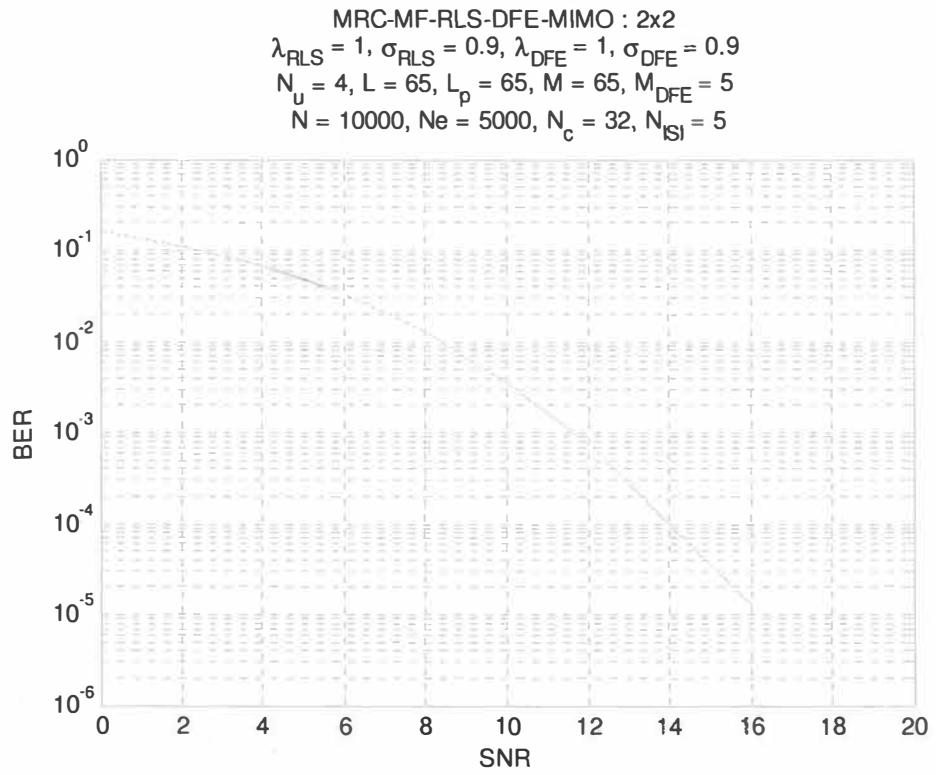


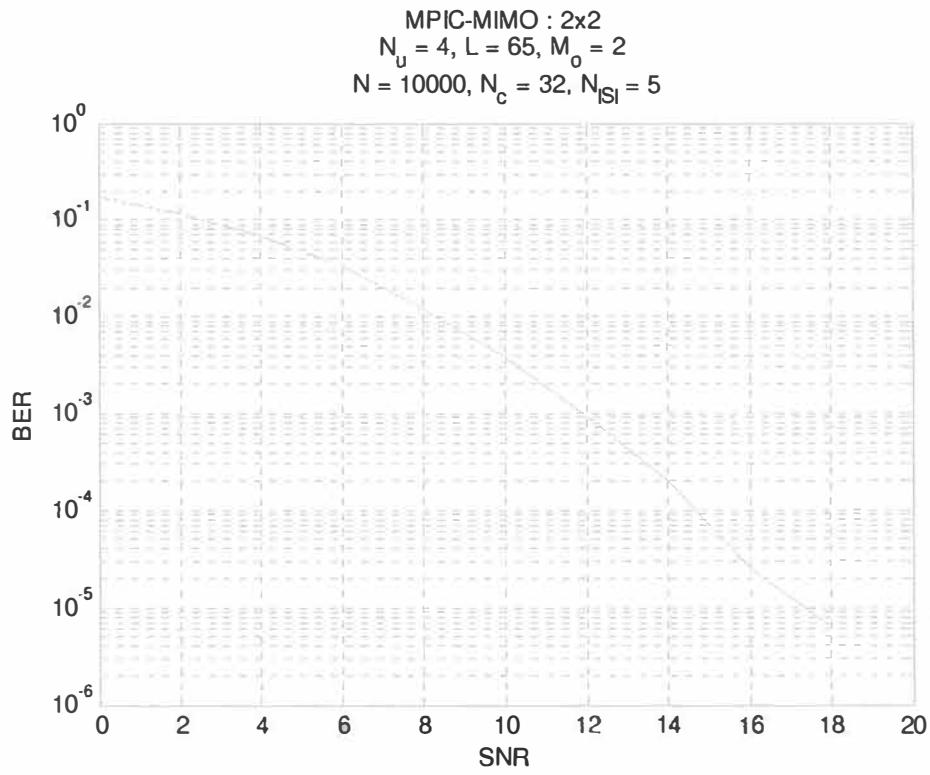
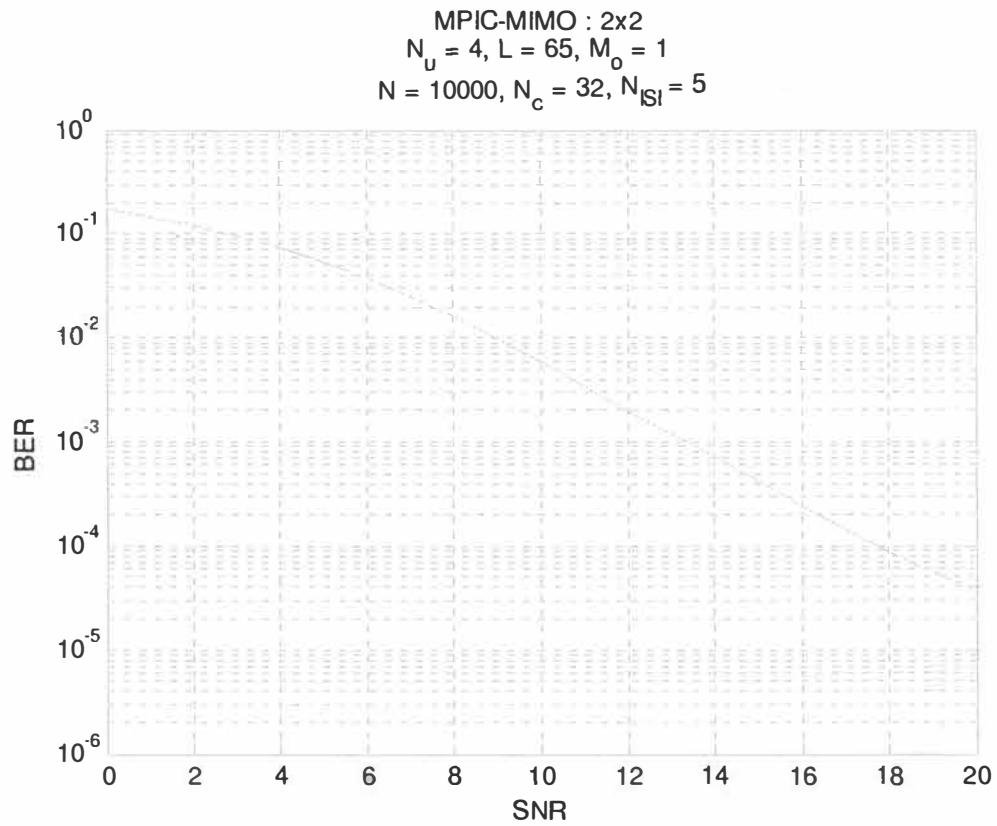


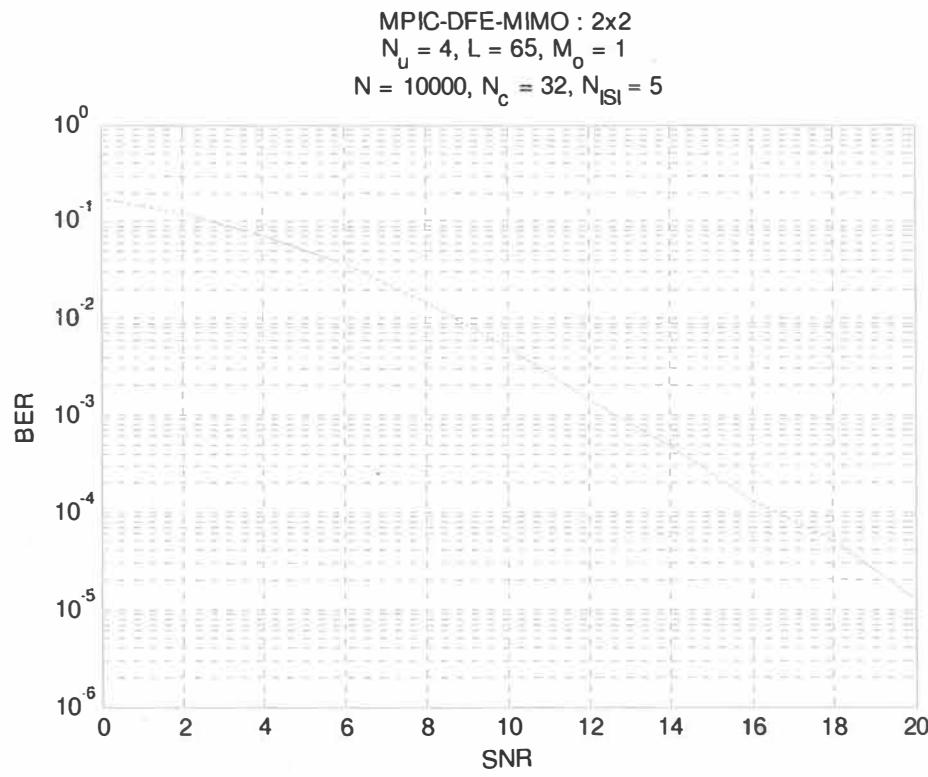
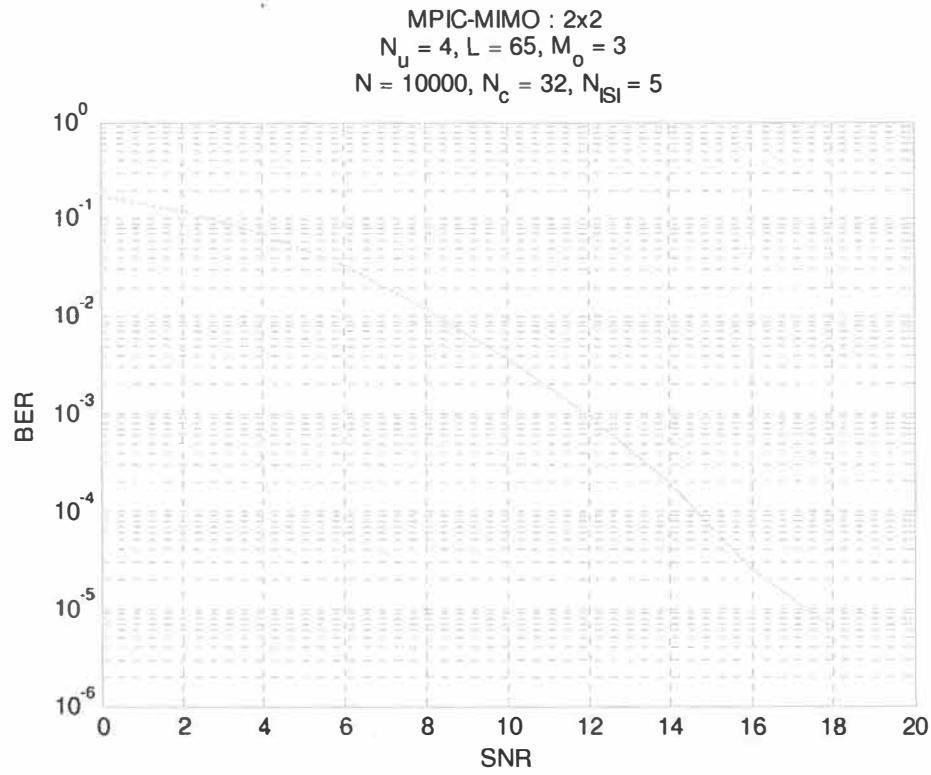


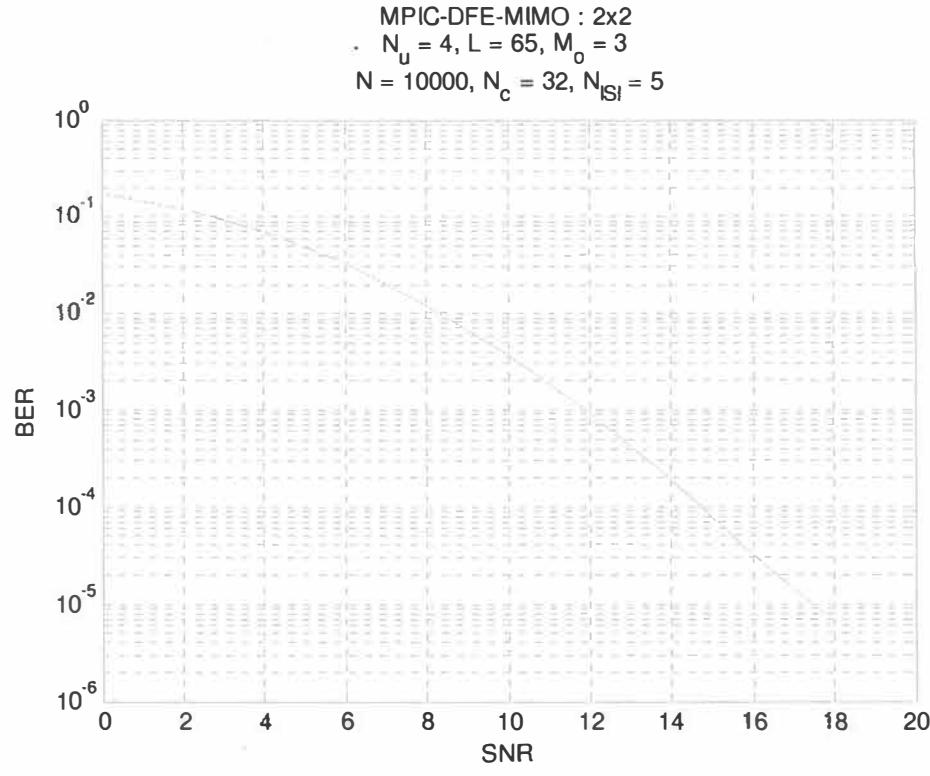
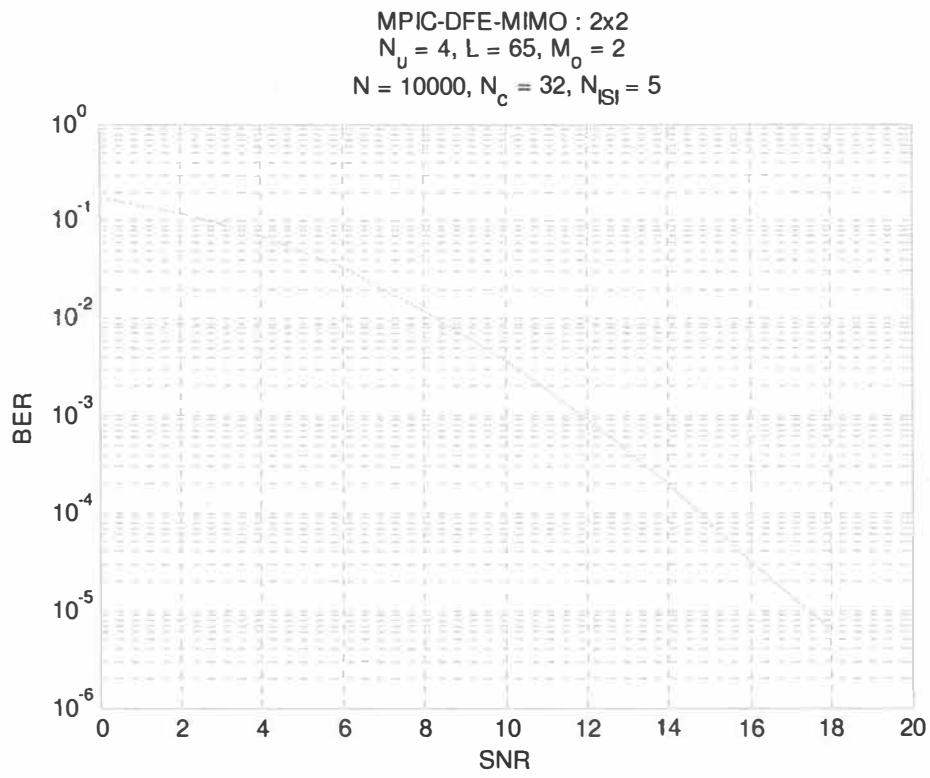


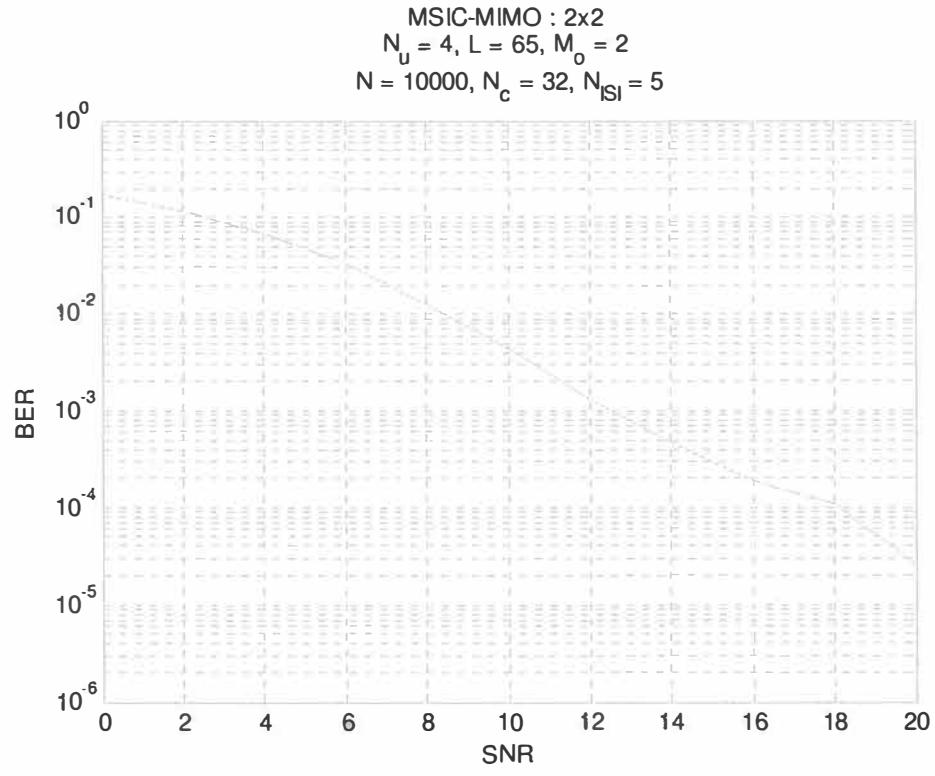
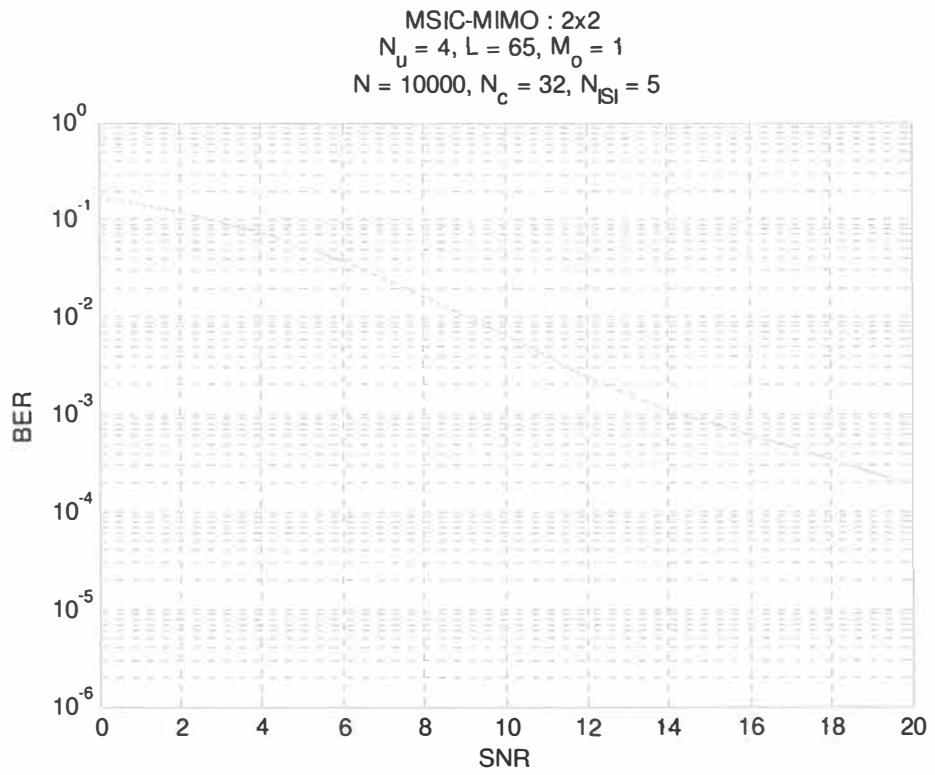


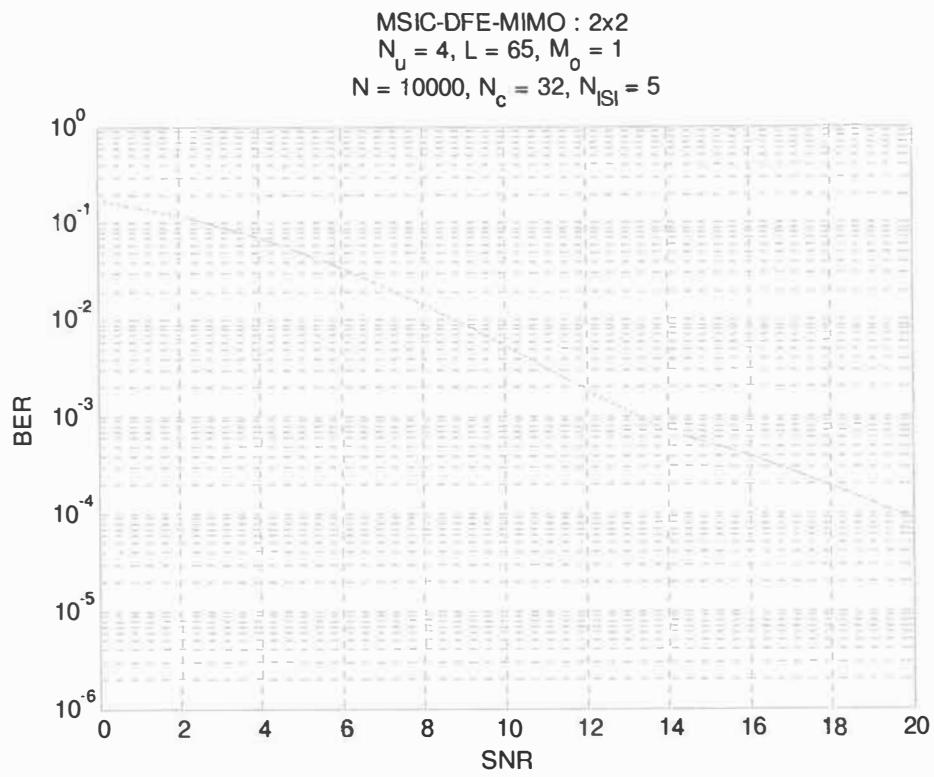
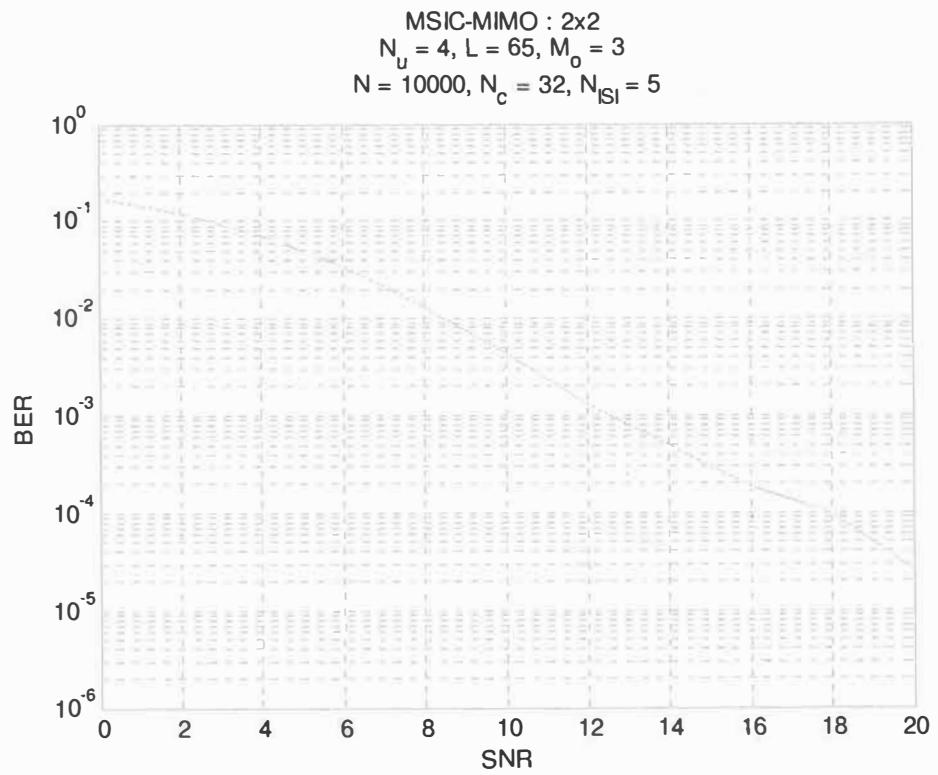


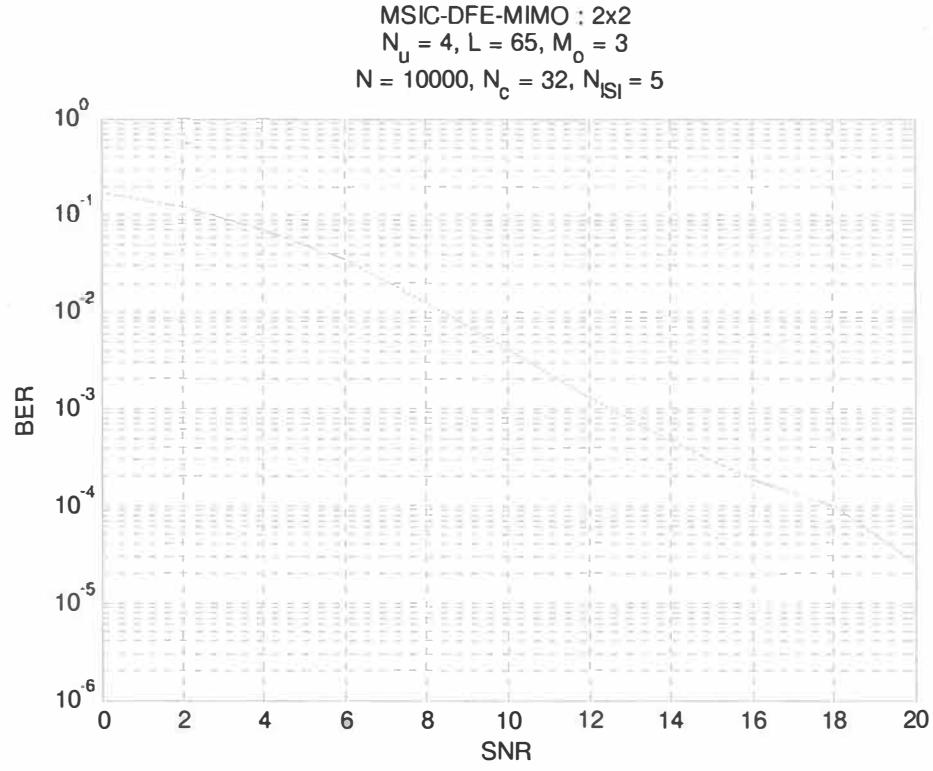
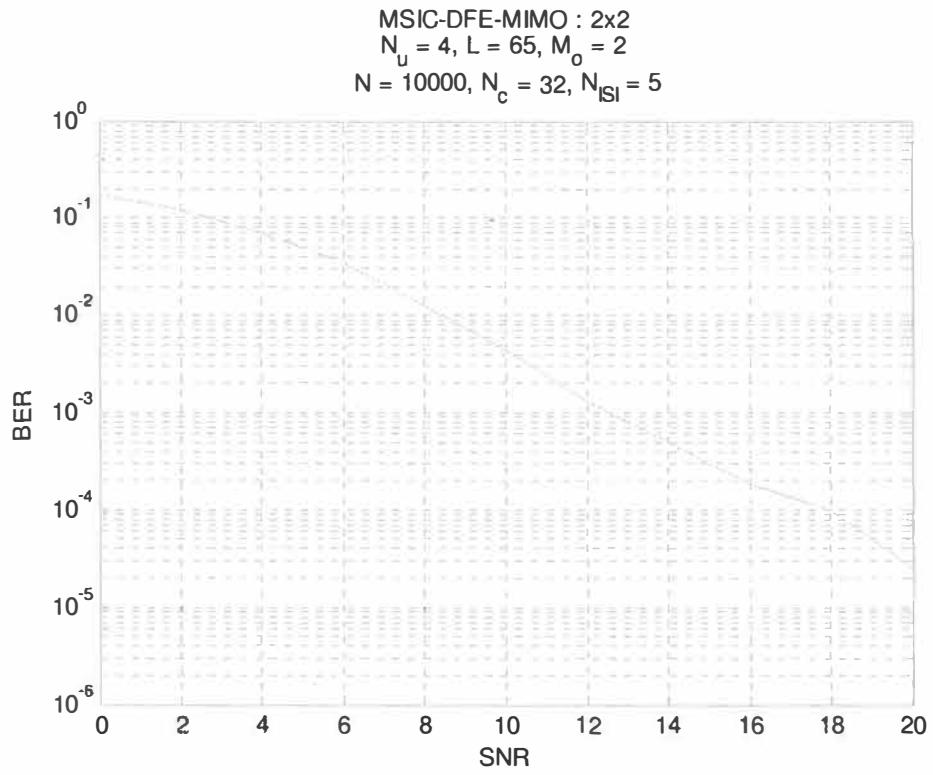




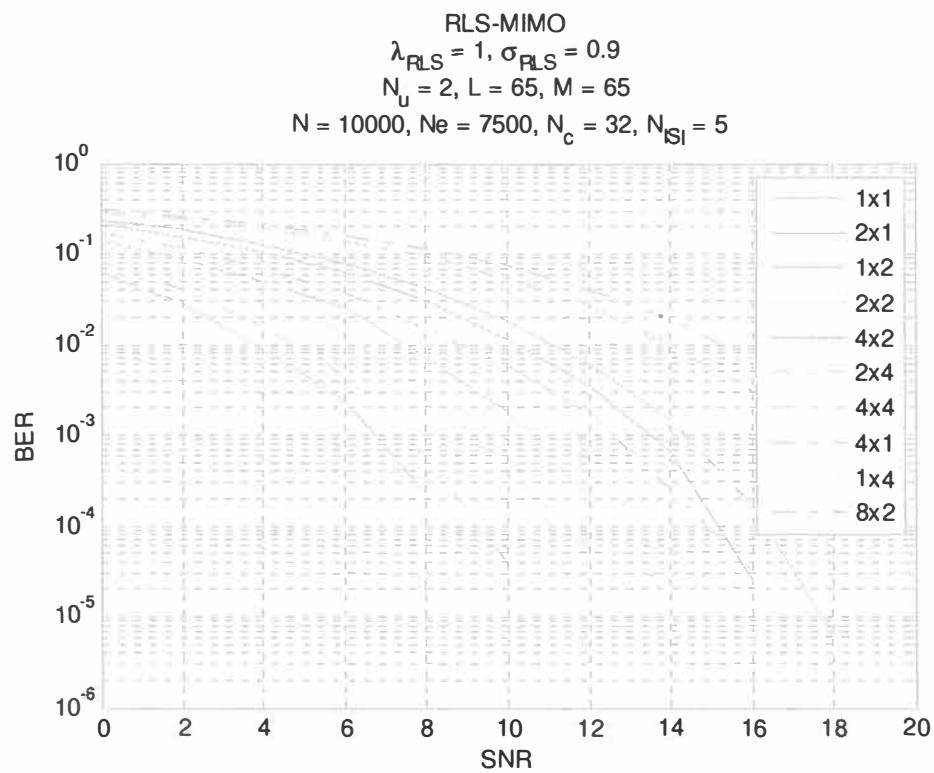
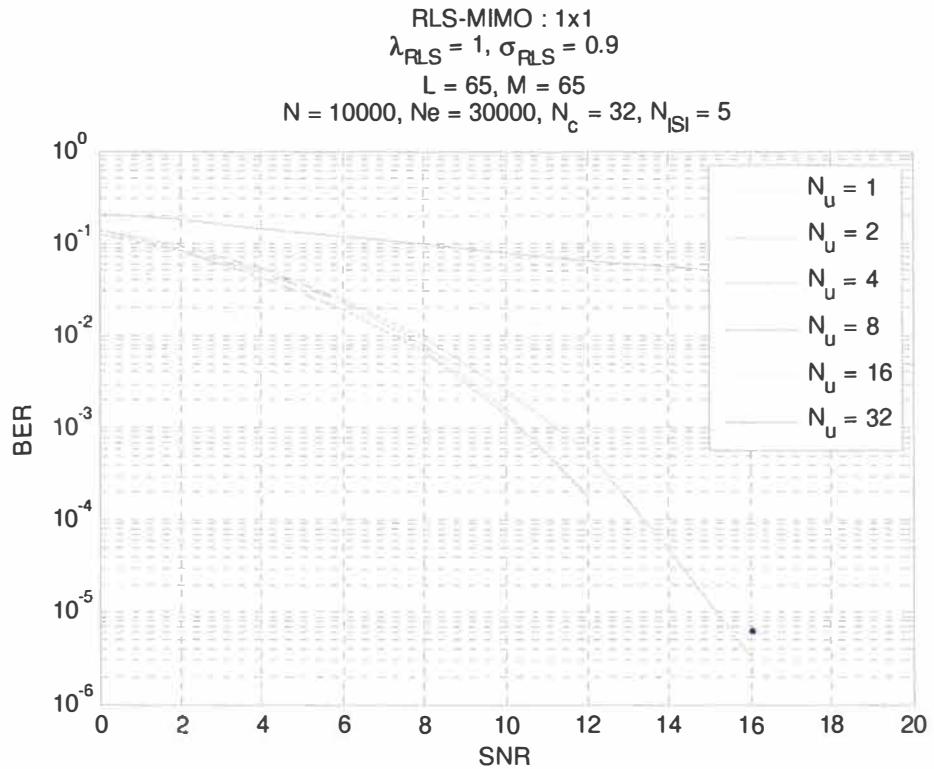


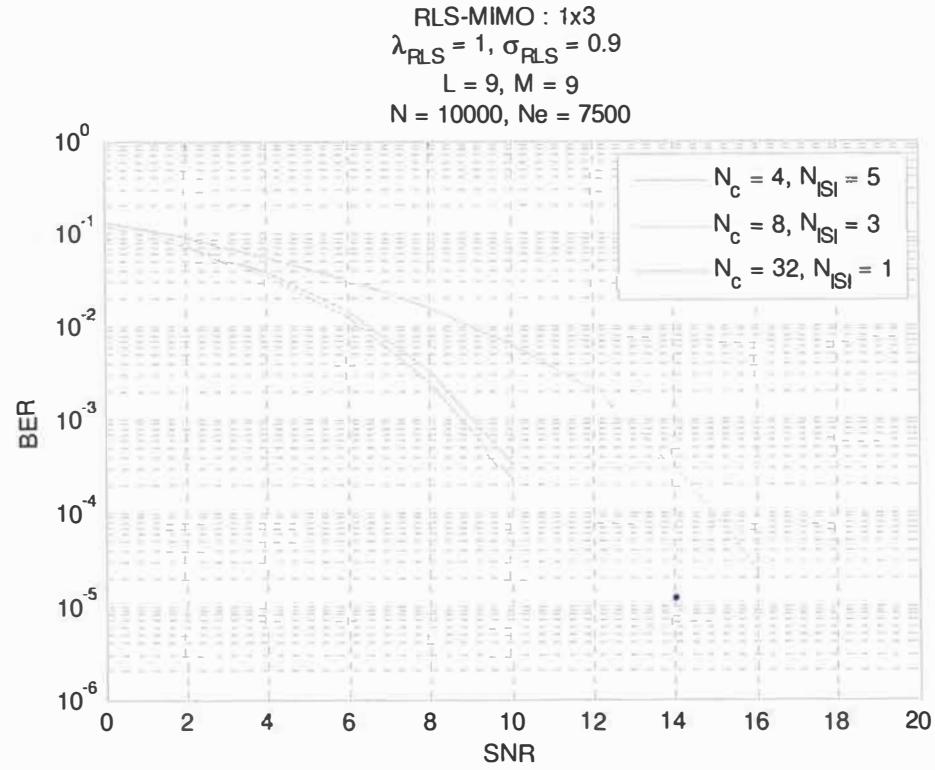
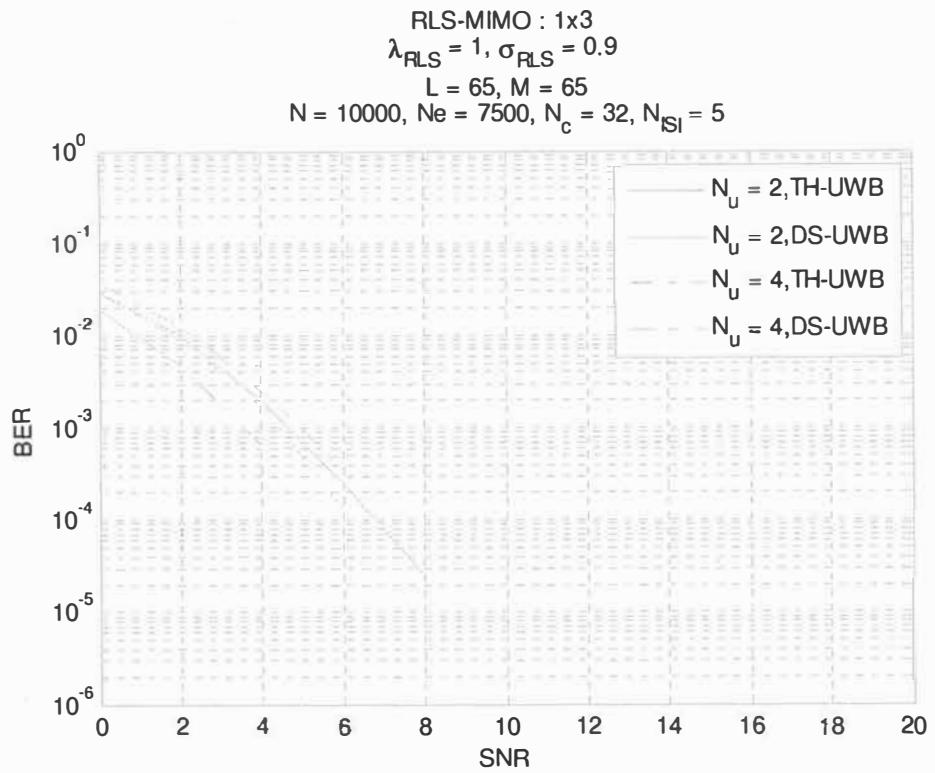




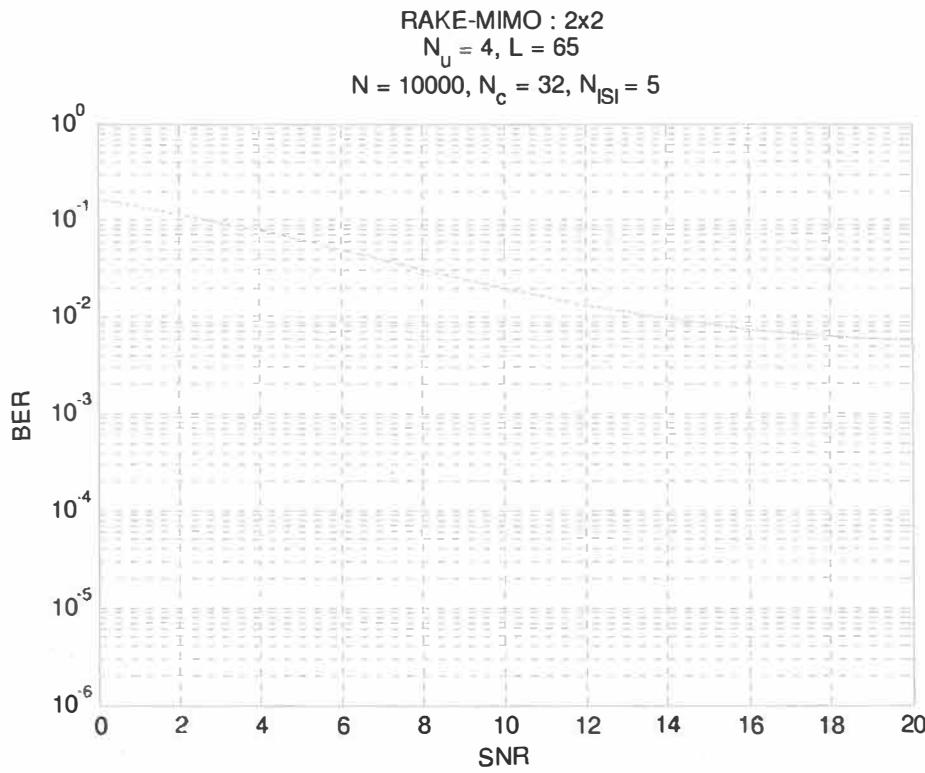
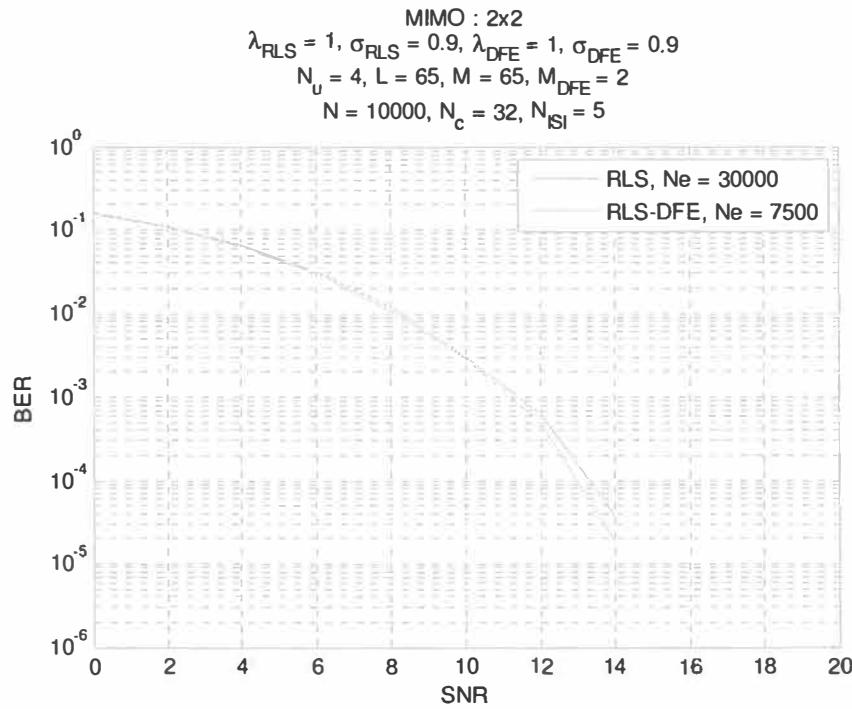


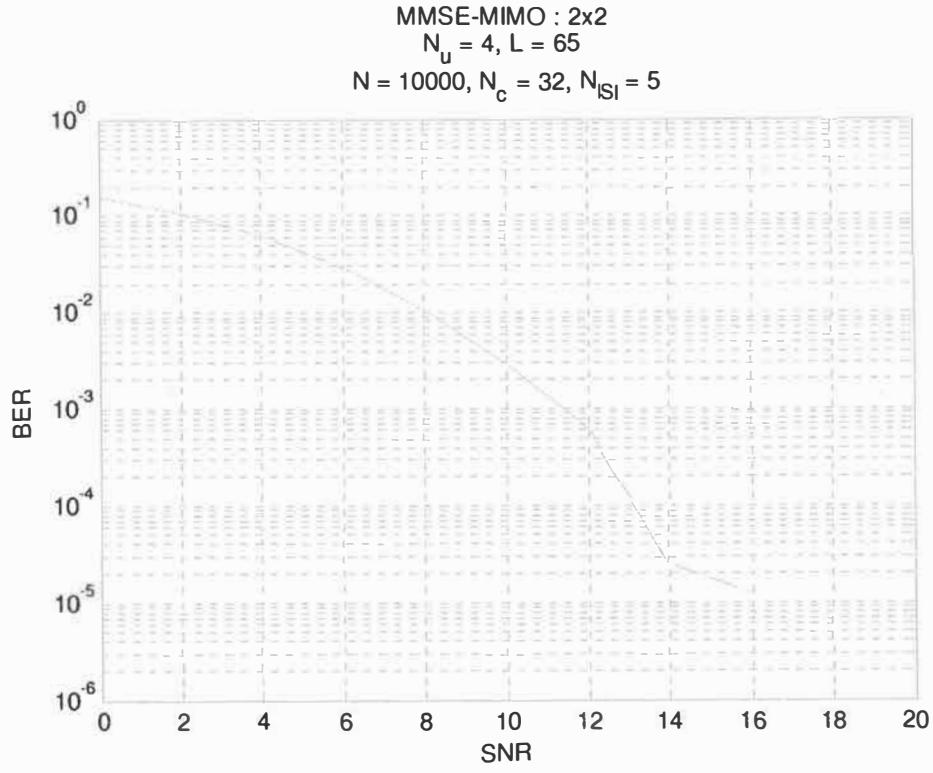
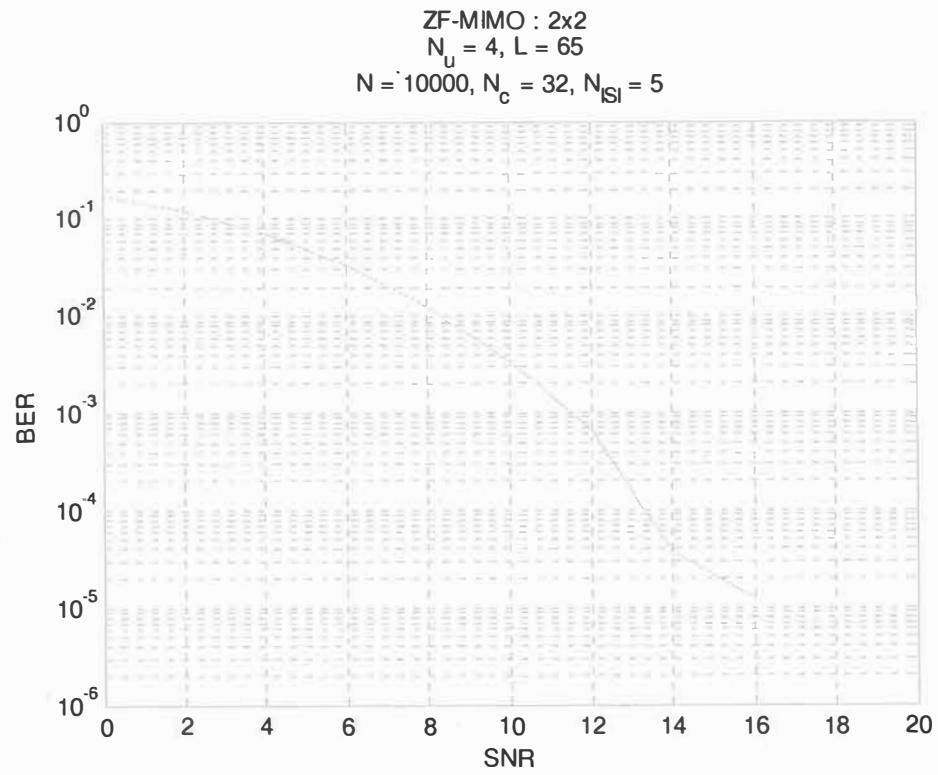
## PARTIE II

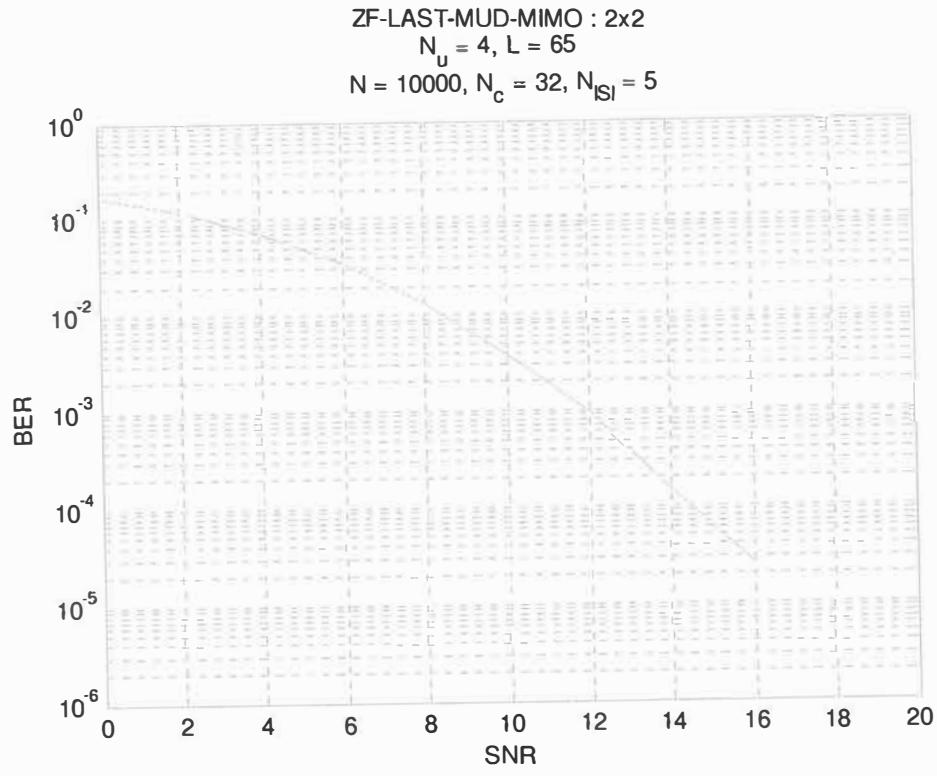
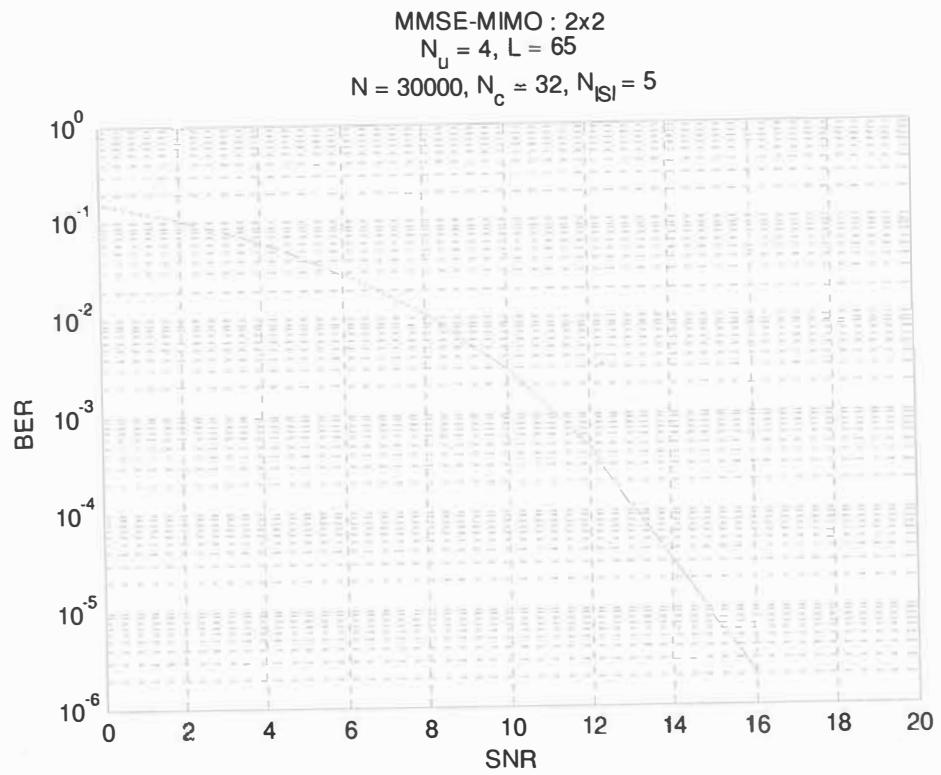




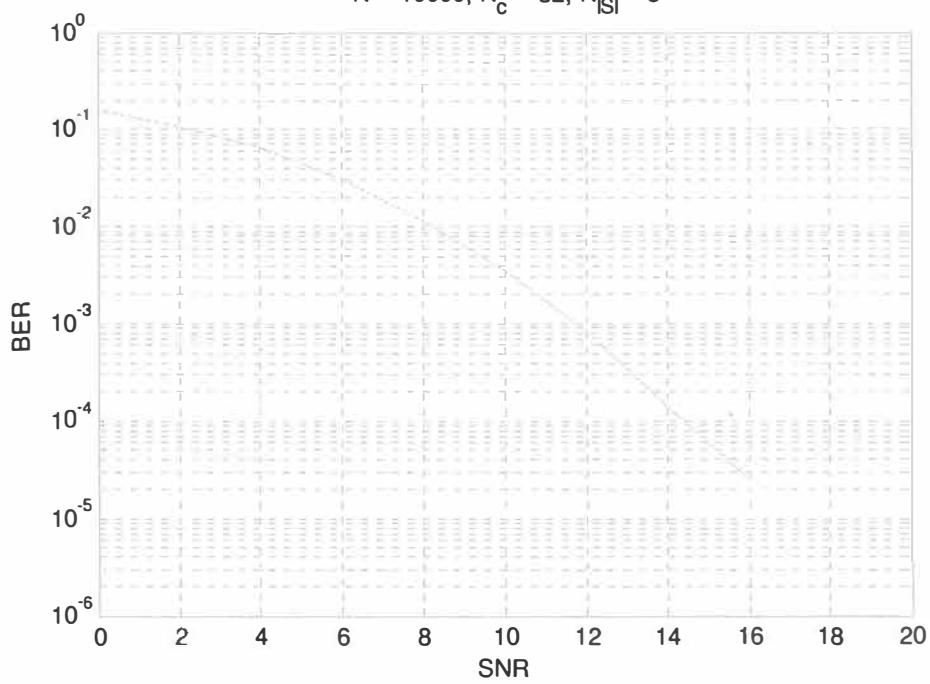
## PARTIE III







**MMSE-LAST-MUD-MIMO : 2x2**  
 $N_u = 4, L = 65$   
 $N = 10000, N_c = 32, N_{ISI} = 5$



**KALMAN-MIMO : 2x2**  
 $N_u = 4, L = 65$   
 $N = 10000, N_c = 32, N_{ISI} = 5$

