

Analyse der Übertragungsqualität in Funksystemen mit Antennendiversität

Prof. Dr.-Ing. Tobias Felhauer
 Prodekan Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik (E+I)
 Studiendekan EN, EIM, EI-BB

Badstraße 24
 77652 Offenburg
 Tel. 0781 205-208
 E-Mail: felhauer@fh-offenburg.de

1965: Geboren in Heidelberg
 Studium der Elektrotechnik/Nachrichtentechnik an der Universität Kaiserslautern

1990: Diplom

1990–1994: wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für hochfrequente Signalverarbeitung der Universität Kaiserslautern

1994: Promotion über neuartige Verfahren zur hochgenauen Vermessung von Funkkanälen mit Bandspreizsignalformen

1994–1999: Systemingenieur und Projektleiter im Zentralbereich Technik der DaimlerChrysler Aerospace AG, Ulm

Seit 1999: Professor an der Hochschule Offenburg für das Fachgebiet Funknetze und Telekommunikationstechnik, Leiter des Labors Telekommunikationstechnik

Seit 2001: Mitglied des Instituts für Angewandte Forschung (IAF) der Hochschule Offenburg

Seit 2006: Prodekan und Studiendekan in der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der Hochschule Offenburg



Forschungsgebiete: Funkkommunikation und Satellitennavigation

2.4 Analyse der Übertragungsqualität in Funksystemen mit Antennendiversität

Prof. Dr.-Ing. Tobias Felhauer
 Dipl.-Ing. (FH) Henning Lohrengel

Einleitung

Im Rahmen dieses Projekts wurde im Labor Telekommunikationstechnik der Hochschule Offenburg die Übertragungsqualität von Mehrantennensystemen durch theoretische Analysen und Simulationen analysiert. Dabei zeigt sich bereits in der ersten Projektphase bei einfachen Mehrantennenkonfigurationen mit einer Sendeantenne und mehreren Empfangsantennen wie aufgrund von Antennendiversität bei verschiedenen Kombinationsstrategien der Empfangssignale sich die Übertragungsqualität bei Rayleigh Fading deutlich verbessert.

In der Funkkommunikation wird die Übertragungsqualität wesentlich bestimmt durch die Eigenschaften des Funkkanals zwischen Sender und Empfänger. Aufgrund von Reflexionen und Bewegungen ist i.d.R. mit ausgeprägter Mehrwegeausbreitung und zeitvariantem Verhalten des Funkkanals zu rechnen. Dadurch ergibt sich eine in Abbildung 2.4-1 dargestellte Übertragungsfunktion.

Man erkennt, dass der Betrag $|\underline{H}(f,t)|$ der Übertragungsfunktion $\underline{H}(f,t)$ und damit die Dämpfung für einen festen Zeitpunkt $t=t_0$ zum einen stark frequenzabhängig (frequenzselektives Dämpfungsverhalten) und zum anderen für eine feste Frequenz $f=f_0$ die Dämpfung $|\underline{H}(f_0,t)|$ zeitlich stark fluktuiert (Fading). Als Maß für die Struk-

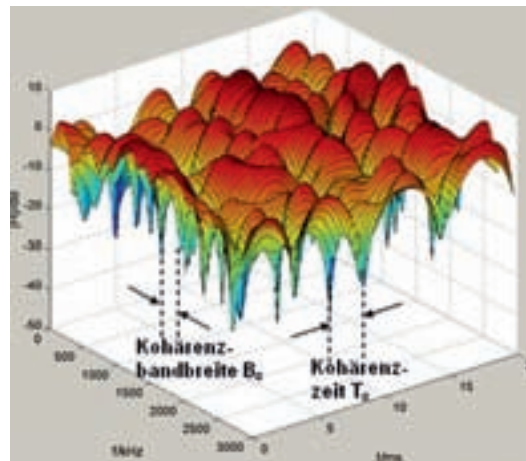


Abb. 2.4-1: Typische zeitvariante und frequenzselektive Übertragungsfunktion $\underline{H}(f,t)$ eines Mehrwegefunkkanals

turbreite der Frequenzselektivität dient nach Abbildung 2.4-1 die Kohärenzbandbreite B_c und als Maß für die Zeitkonstante des Fadings die Kohärenzzeit T_c .

Nachfolgend wird angenommen, dass die Signalbandbreite B_s des betrachteten Funksystems kleiner als die Kohärenzbandbreite B_c des Funkkanals ist – in diesem Fall ist die Dämpfung $|\underline{H}(f,t)|$ innerhalb der Signalbandbreite B_s näherungsweise konstant, sodass der Einfluss des Kanals auf ein Sendesymbol der Dauer $T_s < T_c$ durch einen multiplikativen Faktor

$$\underline{h}_t = \underline{H}(f \in [B_c], t \in [T_c])$$

beschrieben werden kann (flat Fading).

Weiterhin wird angenommen, dass zwischen Sender und Empfänger keine Sichtverbindung besteht – in diesem Fall sind die Beträge der zeitveränderlichen Kanalfaktoren \underline{h}_t Rayleigh-verteilt (Rayleigh Fading).

Als Modulationsart wird BPSK verwendet. Bei dieser Modulationsart ergibt sich die Bitfehlerrate (BER) abhängig vom Signal-zu-Rausch-Leistungsverhältnis γ am Empfänger zu

$$BER^{BPSK}(\gamma) = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc}(\sqrt{\gamma}), \quad (1)$$

wobei $\text{erfc}(x)$ die komplementäre Fehlerfunktion ist. Die resultierende typische BER-Charakteristik („Wasserfallkurve“) ist in Abbildung 2.4-2a dargestellt. So ergibt sich z.B. bei $\gamma=8\text{dB}$ die Bitfehlerrate zu ca. $BER=2 \cdot 10^{-4}$. Aufgrund der oben beschriebenen stark zeitvarianten Dämpfung (Fading) fluktuieren auch die γ -Werte zeitlich. Bei Rayleigh-Fading genügen die stochastischen γ -Werte der Wahrscheinlichkeitsdichte

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad (2)$$

wobei $\bar{\gamma}$ der Mittelwert der γ -Werte ist.

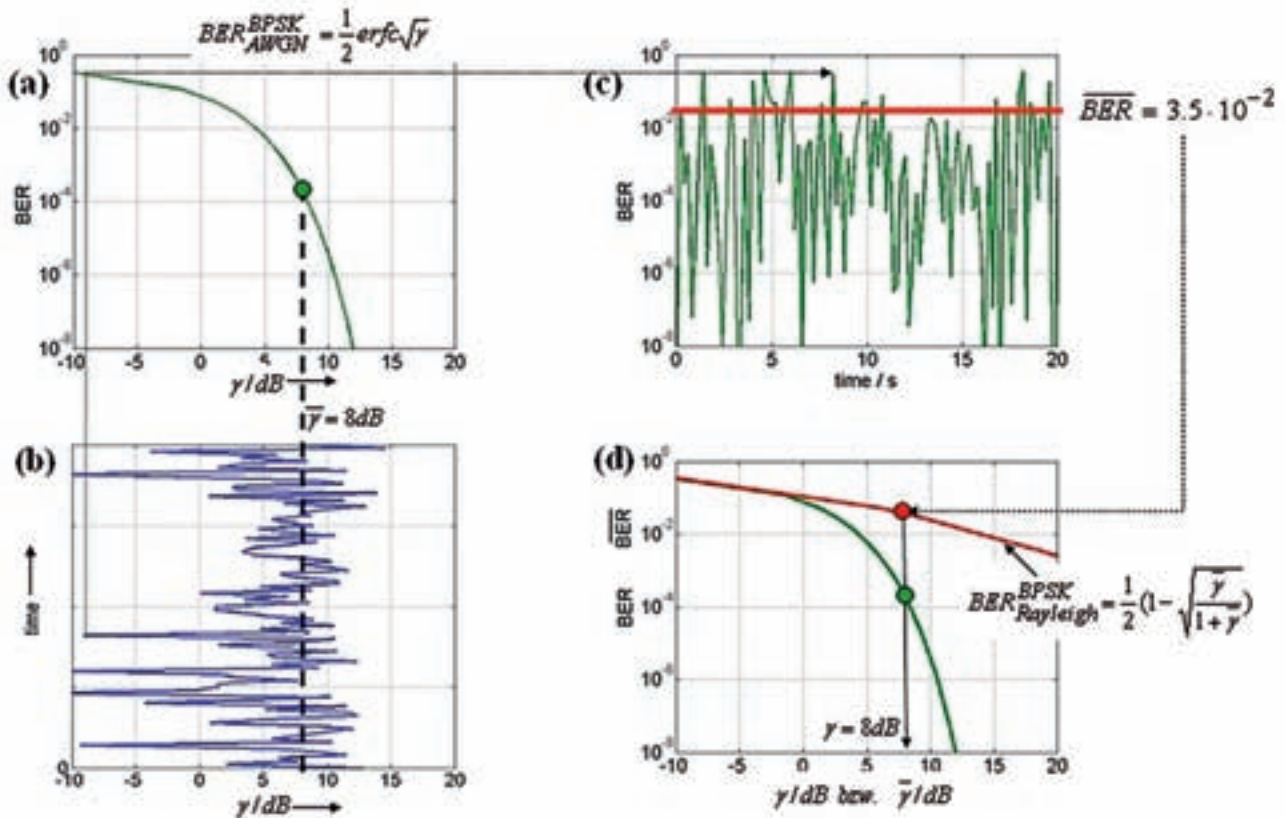


Abb. 2.4-2:
 (a) Bitfehler-Charakteristik $BER(\gamma)$ bei BPSK Modulation (ohne Fading)
 (b) zeitliche Fluktuation der γ -Werte aufgrund von Rayleigh-Fading
 (c) zeitliche Fluktuation der Bitfehlerrate aufgrund der fluktuierenden γ -Werte
 (d) resultierende Bitfehler-Charakteristik bei BPSK Modulation (mit Fading)

Abbildung 2.4-2b zeigt entlang der vertikalen Zeitachse stochastische γ -Werte in dB, die der Wahrscheinlichkeitsdichte nach (2) mit $\bar{\gamma}=8\text{dB}$ genügen. Aufgrund der zeitlich fluktuierenden γ -Werte ergeben sich mit (1) auch zeitlich fluktuierende BER-Werte, siehe Abbildung 2.4-2c. Betrachtet man nun jedoch den Mittelwert

$$\overline{BER} = \int_{-\infty}^{+\infty} p_{\gamma}(\gamma) \cdot BER(\gamma) d\gamma = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{1+\bar{\gamma}}}\right) \quad (3)$$

dieser BER-Werte, so ergibt sich dieser wiederum für $\bar{\gamma}=8\text{dB}$ zu $\overline{BER}=3,5 \cdot 10^{-2}$, siehe Abbildung 2.4-2d. Folglich hat sich aufgrund der zeitlichen Fluktuation der γ -Werte die mittlere Bitfehlerrate \overline{BER} um nahezu den Faktor 200 gegenüber dem zuvor betrachteten Fall bei zeit-invariantem γ trotz gleichem mittlerem $\bar{\gamma}=8\text{dB}$ verschlechtert. Diese Degradation ist wesentlich durch die

zeitweise sehr niedrigen γ -Werte und die daraus resultierenden zeitweise sehr hohen Bitfehlerraten aufgrund der stark nichtlinearen $BER(\gamma)$ -Charakteristik verursacht.

In der Funkkommunikation ist es somit im Hinblick auf eine gute Übertragungsqualität mit geringer Bitfehlerrate erstrebenswert, die Wahrscheinlichkeit sehr geringer γ -Werte und damit temporär sehr hoher Bitfehlerraten bei möglichst großem $\bar{\gamma}$ zu minimieren. Techniken, die genau dieses Ziel verfolgen, werden in der Funkkommunikation Diversitätstechniken genannt. In diesem Projekt wurde analysiert, welche Verbesserungen sich durch die Verwendung mehrerer Empfangsantennen und entsprechender Verarbeitung der Antennensignale (Antennendiversität) erreichen lassen. Dazu wurde das in Abbildung 2.4-3 dargestellte Modell, bestehend aus einer Sendeantenne, und N_r Empfangs-

antennen betrachtet. Wird das Sendesymbol s_i gesendet, so ergibt sich das Signal-zu-Rausch-Leistungsverhältnis γ_i an der i -ten Empfangsantenne zu

$$\gamma_i = \frac{|s_i|^2 \cdot |h_i|^2}{\sigma_n^2} \quad (4)$$

wobei h_i der komplexe Kanalfaktor zwischen der Sendeantenne und der i -ten Empfangsantenne und σ_n^2 die Varianz des additiven Rauschens sind. Bei Rayleigh-verteilten $|h_i|$ sind die γ_i -Werte an den verschiedenen Empfangsantennen nach (2) verteilt. Ist der Abstand d zwischen den Antennen mindestens in der Größenordnung der halben Wellenlänge λ , so können die γ -Werte an den verschiedenen Empfangsantennen als unkorreliert angenommen werden.

Die Signale r_i an den Empfangsantennen werden anschließend der Abbildung 2.4-3 zu einem resultierenden Signal r_{res} kombiniert.

Im einfachsten Fall ist der Kombinerer lediglich ein Schalter, der zu jedem Zeitpunkt genau das Signal r_i auf den Ausgang durchschaltet, dessen Signal-zu-Rausch-Leistungsverhältnis γ_i momentan gerade maximal ist. Dieses Kombinationsverfahren wird als *Selection Combining* (SC) bezeichnet. Da dabei allerdings immer nur ein Signal am Ausgang wirksam ist und alle anderen Empfangssignale unberücksichtigt bleiben, ist diese Vorgehensweise suboptimal. Bei dem sogenannten *Equal-Gain-Combining* (EGC) werden dagegen alle Empfangssignale kohärent zum resultierenden Signal r_{res} gleichgewichtig addiert. Da allerdings die Signale r_i aufgrund der stark unterschiedlichen γ_i unterschiedlich zuverlässig sind, kann eine weitere Verbesserung dadurch erreicht werden, dass bei der kohärenten Kombination der Signale r_i diese zunächst mit dem jeweils aktuellen Kanalübertragungsfaktor, der als Zuverlässigkeitsfaktor betrachtet werden kann, gewichtet werden. Diese Vorgehensweise wird als *Maximum-Ratio-Combining* (MRC) bezeichnet. In Tabelle 1 sind die beschriebenen Kombinationsverfahren zusammen mit dem jeweils am Ausgang des Kombinerers wirksamen Signal-zu-Rausch-Leistungsverhältnis γ_{res} nochmals aufgelistet.

Als Beispiel zeigt Abbildung 2.4-4 für $N_r=2$ Empfangsantennen zum einen die unkorrelierten γ -Werte γ_1 und γ_2 für $\bar{\gamma}_i=8\text{dB}$ an jeder Empfangsantenne sowie das bei Anwendung des MRC-Kombinationsverfahrens wirksame $\gamma_{res,MRC}$ am Ausgang des Kombinerers. Man erkennt, dass die Wahrscheinlichkeit des Auftretens sehr geringer $\gamma_{res,MRC}$ -Werte und damit temporär sehr hoher Bitfehlerraten stark vermindert wurde.

Neben der geringeren Wahrscheinlichkeit sehr kleiner $\gamma_{res,MRC}$ -Werte ist aber auch festzustellen, dass der Mittelwert $\bar{\gamma}_{res,MRC}$ der γ -Werte am Ausgang des MRC-Kombinerers höher ist, als der Mittelwert $\bar{\gamma}_i$ an jeder Empfangsantenne. Abbildung 2.4-5 zeigt die Ergebnisse einer quantitativen Analyse dieser beiden Effekte abhängig von der Anzahl N_r der Empfangsantennen für die drei in

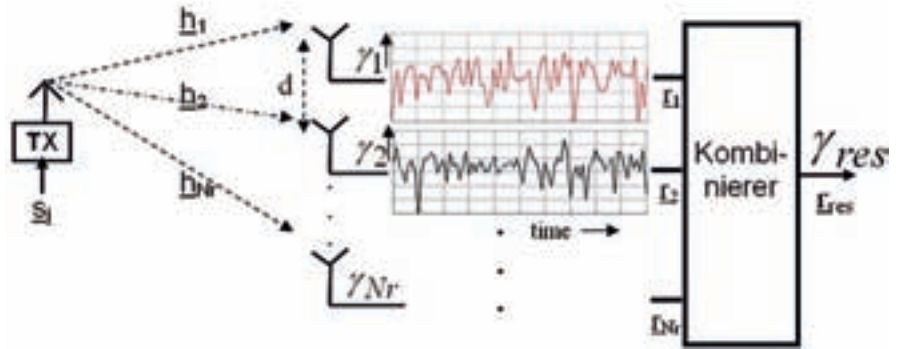


Abb. 2.4-3: Blockdiagramm des betrachteten SIMO Systems (SISO: Single-Input-Multiple-Output)

Kombinationsverfahren	γ_{res} am Ausgang des Kombinerers	Mittelwert $\bar{\gamma}_{res}$ am Ausgang des Kombinerers
Selection Combining	$\gamma_{res,SC} = \max(\gamma_i) ; i=1 \dots N_r$	$\bar{\gamma}_{res,SC} = \bar{\gamma}_i \sum_{i=1}^{N_r} \frac{1}{i}$
Equal-Gain-Combining	$\gamma_{res,EGC} = \frac{1}{N_r} \cdot \left(\sum_{i=1}^{N_r} \sqrt{\gamma_i} \right)^2$	$\bar{\gamma}_{res,EGC} = \bar{\gamma}_i (1 + (N_r - 1)) \cdot \frac{\pi}{4}$
Maximum-Ratio-Combining	$\gamma_{res,MRC} = \sum_{i=1}^{N_r} \gamma_i$	$\bar{\gamma}_{res,MRC} = \bar{\gamma}_i \cdot N_r$

Tabelle 1: Vergleich verschiedener Kombinationsverfahren

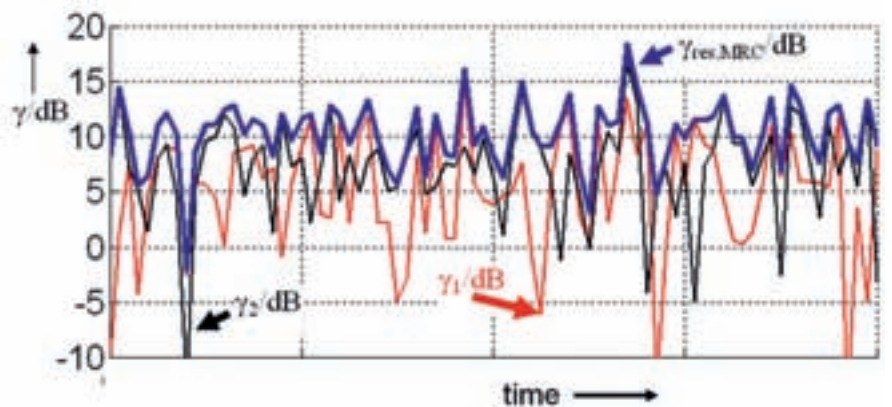


Abb. 2.4-4: Zeitliche Fluktuation der γ -Werte an den beiden Empfangsantennen (γ_1 und γ_2) und am Ausgang des MRC-Kombinerers ($\gamma_{res,MRC}$)

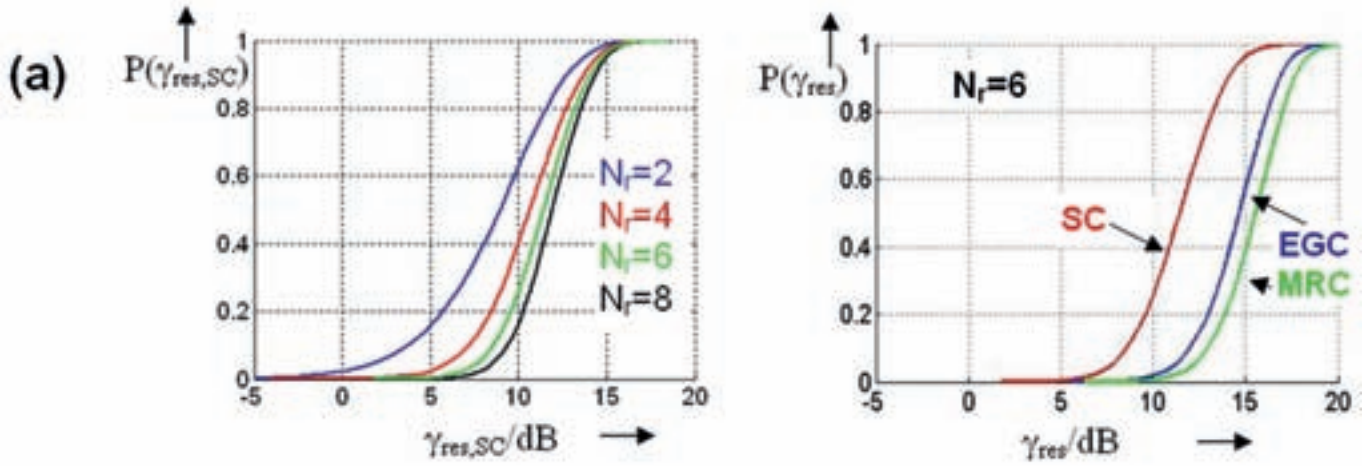


Abb. 2.4-5: (a) Wahrscheinlichkeits-Verteilungs-Funktion $P(\gamma_{res})$ für $\bar{\gamma}_i = 8\text{dB}$

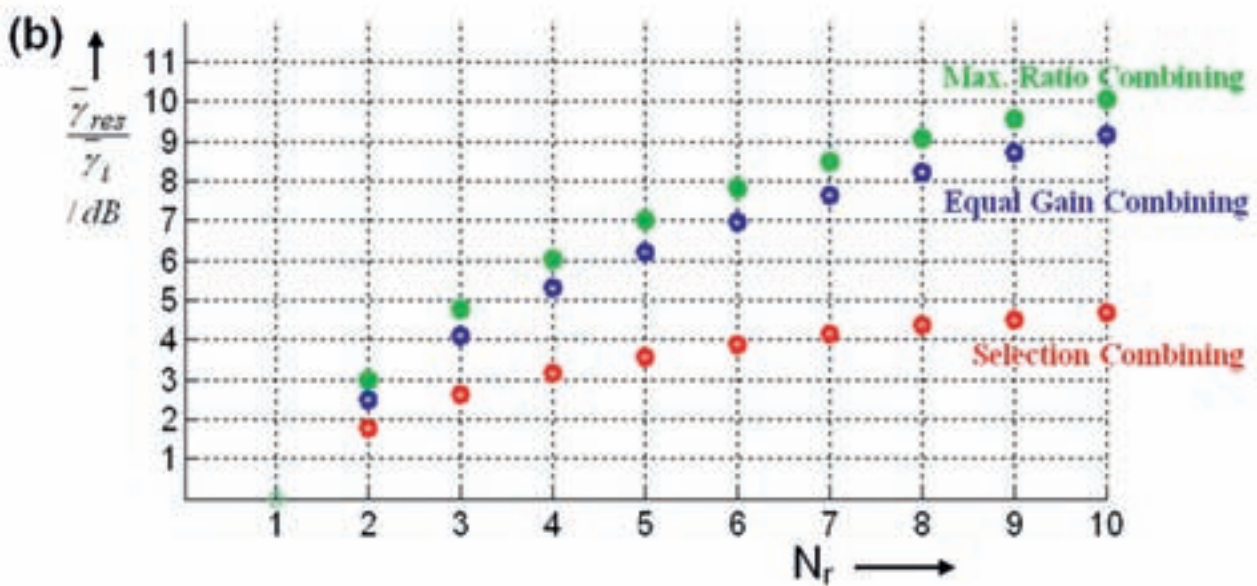


Abb. 2.4-5: (b) Array-Gewinn $\bar{\gamma}_{res}/\bar{\gamma}_i$ abhängig von der Anzahl N_r der Empfangsantennen für die Kombinationsverfahren SC, EGC und MRC

Tabelle 1 aufgelisteten Kombinationsverfahren. In Abbildung 2.4-5a ist zunächst die Verteilungsfunktion $P(\gamma_{res, SC})$ der $\gamma_{res, SC}$ -Werte bei verschiedener Antennenanzahl N_r dargestellt. Man erkennt wie die Verteilungsfunktion $P(\gamma_{res, SC})$ mit zunehmendem N_r steiler wird, da sich die Wahrscheinlichkeit sehr kleiner $\gamma_{res, SC}$ -Werte mit zunehmendem N_r stark verringert. Folglich verringert sich auch die Varianz des resultierenden Signal-Rausch-Abstands $\gamma_{res, SC}/dB$ zum zunehmendem N_r . Weiterhin zeigt Abbildung 2.4-5a für $N_r=6$ Antennen die Verteilungsfunktion $P(\gamma_{res})$ für die drei in Tabelle 1 aufgelisteten Kombinationsverfahren. Man erkennt, dass die Verteilungsfunktion $P(\gamma_{res})$ bei konstantem N_r unabhängig vom Kombinationsverfahren die gleiche Stei-

gung hat, jedoch zeigt sich eine Parallelverschiebung. Diese Parallelverschiebung aufgrund unterschiedlicher Mittelwerte $\bar{\gamma}_{res}$ kann als Array-Gewinn $\bar{\gamma}_{res}/\bar{\gamma}_i$ interpretiert werden und ist abhängig vom Kombinationsverfahren. Der Array-Gewinn $\bar{\gamma}_{res}/\bar{\gamma}_i$ ist in Abbildung 2.4-5b für die drei betrachteten Kombinationsverfahren als Funktion der Antennenanzahl N_r dargestellt. Man erkennt anhand der in Abbildung 2.4-5b dargestellten Ergebnisse, dass der Array-Gewinn unabhängig vom Kombinationsverfahren mit zunehmender Antennenanzahl N_r ansteigt, wobei die Differenz zwischen dem erzielbaren Array-Gewinn beim einfachsten Kombinationsverfahren SC im Vergleich zu EGC bzw. MRC ebenfalls mit zunehmendem N_r wächst.

Die aufgrund der verminderten Wahrscheinlichkeit geringer $\bar{\gamma}_{res}$ -Werte erzielbare Verbesserung der Übertragungsqualität wird in der Funkkommunikation als Diversitätsgewinn bezeichnet. Die Verbesserung aufgrund des erhöhten Mittelwerts $\bar{\gamma}_{res}$ dagegen ist speziell in Mehrantennensystemen der bereits oben erwähnte Array-Gewinn. Als wichtigstes Gütemaß für die Übertragungsqualität gilt die bereits zuvor betrachtete Bitfehler rate (BER). Abbildung 2.4-6 zeigt die mittlere Bitfehler rate \overline{BER} am Ausgang des Kombinierers als Funktion des mittleren Signal-zu-Rausch-Abstands $\bar{\gamma}_i/dB$ und der Antennenanzahl N_r , wobei als Kombinationsverfahren zunächst *Selection Combining* (SC) betrachtet wird.

Man erkennt mit zunehmender Antennenanzahl N_r eine deutliche Verbesserung der mittleren Bitfehlerrate \overline{BER} und damit der Übertragungsqualität. Die mit zunehmender Antennenanzahl N_r deutlich verminderte Wahrscheinlichkeit kleiner $\overline{\gamma}_{res}$ -Werte und der damit verbundene Diversitätsgewinn äußert sich durch eine zunehmende Steilheit der $\overline{BER}(\overline{\gamma}_i)$ -Charakteristik. Tendenziell kann festgestellt werden, dass die mittlere Bitfehlerrate \overline{BER} proportional $(\overline{\gamma}_i)^{-N_r}$ sinkt; die Antennenanzahl N_r kann deshalb auch als Diversitätsordnung bezeichnet werden. So ist z.B. für $\overline{\gamma}_i=15$ dB die mittlere Bitfehlerrate \overline{BER} bei Verwendung einer Antenne lediglich geringfügig kleiner als 10^{-2} , während bei bereits $N_r=3$ -Antennen dieser Wert um mehr als Faktor 400 reduziert werden kann. Weiterhin zeigt Abbildung 2.4-6, dass z.B. zum Erreichen einer mittleren Bitfehlerrate \overline{BER} von 10^{-4} bei Verwendung von $N_r=3$ -Antennen anstatt von lediglich $N_r=2$ -Antennen das mittlere Signal-zu-Rausch-Leistungsverhältnis $\overline{\gamma}_i$ um ca. 5 dB und damit z.B. die Sendeleistung um mehr als Faktor 3 vermindert werden kann.

Während die Diversitätsordnung und damit die Steilheit der $\overline{BER}(\overline{\gamma}_i)$ -Charakteristik bei konstantem N_r nicht vom

Kombinationsverfahren abhängig ist, lässt sich bei der Optimierung des Kombinationsverfahrens ein zusätzlicher Array-Gewinn aufgrund des erhöhten mittleren $\overline{\gamma}_{res}$ erreichen. Dieser Array-Gewinn äußert sich in einer Parallelverschiebung der entsprechenden $\overline{BER}(\overline{\gamma}_i)$ -Charakteristik. Zur Verdeutlichung dieses Effekts sind in Abbildung 2.4-7 für $N_r=4$ -Antennen die resultierenden $\overline{BER}(\overline{\gamma}_i)$ -Charakteristika für die drei zuvor betrachteten Kombinationsverfahren SC, EGC und MRC dargestellt. Man erkennt, dass – wie erwartet – mit dem Kombinationsverfahren MRC die niedrigsten Bitfehlerraten erreicht werden können. Bei $N_r=4$ -Antennen ist z.B. der Array-Gewinn bei MRC um ca. 3 dB größer als bei SC, d.h. z.B. wiederum, dass zum Erreichen derselben Bitfehlerrate bei MRC im Vergleich zu SC nur die halbe Sendeleistung erforderlich ist.

Die im Rahmen dieses Projekts gewonnenen Ergebnisse zeigen das große Potential von Mehrantennensystemen im Hinblick auf eine Verbesserung der Übertragungsqualität bereits bei der einfachen Verwendung mehrerer Empfangsantennen mit entsprechenden Kombinationsstrategien (Empfängerdiversität). Im

weiteren Verlauf dieses Projekts wird zunächst das Potenzial von erweiterten Konfigurationen mit mehreren Sendeantennen bei Anwendung von Space-Time-Coding (STC) analysiert und schließlich die Performance von komplexen Mehrantennensystemen (MIMO: Multiple-Input-Multiple-Output) bei verschiedenen Detektionsstrategien in verschiedenen Szenarien untersucht.

Der Autor dankt allen Studierenden, die im Rahmen von Studien- und Projektarbeiten zum Gelingen dieses Projekts beigetragen haben. Um die erzielten Ergebnisse im Bereich über die Lehre den Studenten zugänglich zu machen, werden die Ergebnisse dieses Projekts – nach entsprechender didaktischer Aufbereitung – in die Vorlesungsinhalte der Vorlesung Wireless Communications im Master-Studiengang Elektrotechnik und Informationstechnik zu der Hochschule Offenburg integriert.

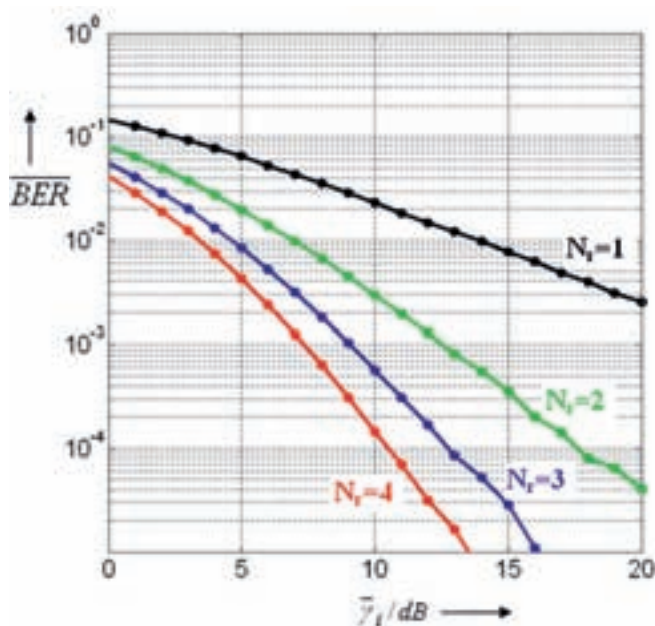


Abb. 2.4-6: Bitfehlerrate \overline{BER} als Funktion von $(\overline{\gamma}_i)$ und der Antennenanzahl N_r , (Kombinationsverfahren: Selection Combining)

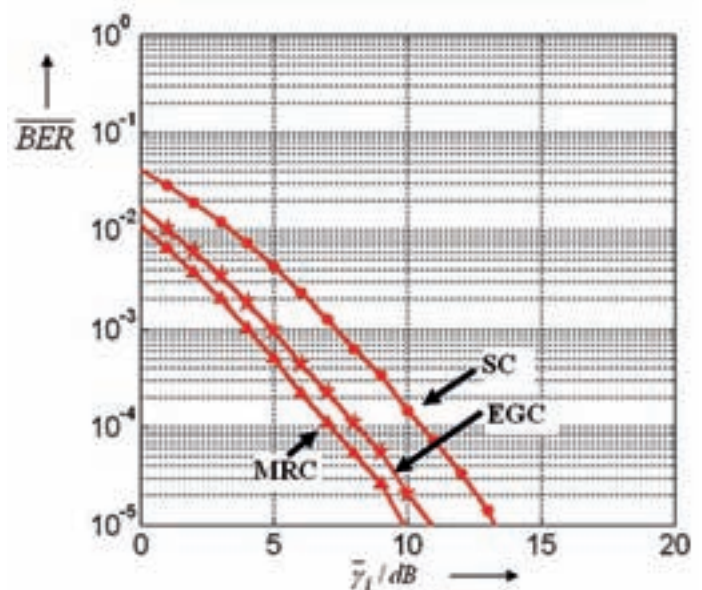


Abb. 2.4-7: Bitfehlerrate \overline{BER} als Funktion von $(\overline{\gamma}_i)$ bei den Kombinationsverfahren SC, EGC und MRC und jeweils $N_r=4$ -Empfangsantennen