

ריבוי וגיוון אנטנות בתקשורת אלחוטית

תוכן עניינים

הקדמה : תקשורת אלחוטית בהעדר קו ראייה,
מה היתרון של ריבוי וגיוון ערוצים ?

פיתוח משוואת תקשורת עם קו ראייה (LOS)

פיתוח משוואת תקשורת בלי קו ראייה (NLOS)
ומודלים של התפשטות

ריבוי וגיוון ערוצים Diversity and Selective MIMO

תוכן עניינים

מהי יעילות ספקטרלית על פי חוק שנון-הרטלי

ריבוי וגיוון ערוצים מקביליים, Full MIMO

עיצוב אלומות Beamforming ובקרת גישה מרחבית

שיקולים בבחירת ובהצבת אנטנות

מדידת אנטנות MIMO

תוצאות מעשיות עם ריבוי אנטנות וסיכום

הקדמה

מערכות תקשורת אלחוטיות מתקדמות פועלות בין תחנות בסיס תאיות לבין תחנות קבועות או ניידות. ברוב המקרים אין קו ראייה בין תחנות הבסיס לבין התחנות האחרות. הפסדי התקשורת במקרה של העדר קו ראייה (NLOS) עקב הסתרות והחזרות הם גבוהים מאוד ולכן נדרש עודף משמעותי במאזן ההספקים.

אחת השיטות היעילות לשיפור הפסדי הדעיכה בהעדר קו ראייה היא ריבוי אנטנות, הידועה בשם Diversity או בשם MIMO. שיטה זו מצליחה להוסיף 10-20 dB למאזן ההספקים בערוץ וגם להגדיל את קצב המידע עבור רוחב סרט נתון.

הקדמה

ריבוי אנטנות בתקשורת אלחוטית מאפשר אפוא :

- (1) שיפור הכיסוי המרחבי של הרשת האלחוטית,
התגברות על דעיכת ההספק עקב הסתרות, החזרות
והתאבכויות, ומכאן הקטנת מספר תחנות הבסיס
ונקודות הגישה והקטנת השטחים המתיים.
- (2) שיפור האמינות והזמינות של התקשורת, הפחתת
מספר הניתוקים וההפרעות ההדדיות.
- (3) שיפור הנצילות הספקטרלית, כלומר העברת יותר
מידע ברוחב פס תדרים נתון, או הפעלת יותר
משתמשים בכל פס תדרים, כמעט עד חסם שנון.

הקדמה

התגברות על הסתרות
והפסדי רב-נתיב

הגדלת הנצילות
הספקטרלית R/B

MIMO - הדור הבא
של התקשורת האלחוטית

MIMO - טכנולוגיה מתקדמת
שקבעה את הכללים מחדש

טווח קליטה גדול וכיסוי רחב
יציבות ברמה גבוהה וסוף לניתוקים



259 ש"ח

- הטכנולוגיה עובדת בריבוי תדרים ובכך עוקפת מכשולים, רעשים וחסיונות
- קליטה חזקה בהרכבה
- מאפשר האצת קצב העבודה ברשת
- תומך ADSL וכבלים, L2TP
- בעל אפשרויות אבטחה מהמתקדמות ביותר
- תמיכה ב- Linux Redhat, Mac OS, Windows x64 Edition
- באישור משרד התקשורת
- שלוש שנים אחריות (על פי התקנון)

תקשורת עם קו-ראייה

נתון מקור המשדר בהספק P_t . נניח שההספק מתפשט באופן איזוטרופי. במרחק R צפיפות ההספק ליחידת שטח תהיה:

$$P_t / 4\pi R^2$$

מקלט בשטח A_r יאסוף הספק בשיעור:

$$P_r = A_r P_t / 4\pi R^2$$

אם המקור ישדר דרך אנטנה עם כיווניות G_t ההספק הנקלט יהיה:

$$P_r = A_r P_t G_t / 4\pi R^2$$

תקשורת עם קו-ראייה

נחליף את שטח המקלט בשבח אנטנת הקליטה :

$$A_r = G_r \lambda^2 / 4\pi$$

ונקבל את הגירסה הראשונית של משוואת Friis :

$$P_r = P_t G_r G_t \lambda^2 / (4\pi R)^2$$

ההספק המינימלי הדרוש בקליטה הוא :

$$P_{min} = F K T_{sys} B \times SNR$$

F	ספרת רעש
K	קבוע בולצמן
T _{sys}	טמפרטורת רעש אפקטיבית
B	רוחב סרט
SNR	יחס אות לרעש בכניסה למקלט

תקשורת עם קו-ראייה

מכאן נוכל לנסח את משוואת Friis בצורה הבאה :

$$P_r = P_t G_t G_r \lambda^2 L / (4\pi R)^2 (F K T_{sys} B SNR)$$

כאשר L מסמן את ההפסד הנוסף בערוץ עקב הפרעות מזג אוויר, תזוזת האנטנות, שינויי קיטוב וכו'.

בדרך כלל נדרוש עודף מאזן תקשורת כדי להבטיח חסינות מפני ההפסדים הצפויים. בערוצי תקשורת עם קו ראייה נהוג לתכנן עודף של 6-15 dB במאזן ההספק.

תקשורת עם קו-ראייה

דוגמה של טווח תקשורת עם קו ראייה :

$$P_t = 10 \text{ Watt}$$

$$G_t = 20 \text{ dB}$$

$$G_r = 6 \text{ dB}$$

$$\lambda = 0.086 \text{ m (@3.5 GHz)}$$

$$L = 3 \text{ dB (dust, rain, antenna mismatch)}$$

$$F = 2 \text{ dB}$$

$$K = 1.38 \times 10^{-23}$$

$$T_{\text{sys}} = 300^\circ \text{ K}$$

$$B = 10 \text{ MHz}$$

$$\text{SNR} = 20 \text{ dB}$$

>>>

without margin: $R = 134 \text{ km}$

with 10 dB margin: $R = 42 \text{ km}$

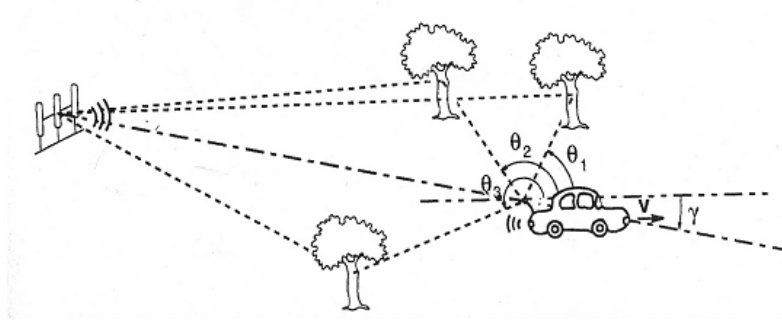
תקשורת ללא קו ראייה

בערוץ תקשורת שאין בו קו ראייה מופיעים הפסדים גבוהים מאד עקב הסתרה, פיזור והתאבכויות הורסות (רב נתיב).

הפסדים אלה יכולים להגיע לעשרות dB ולכן מחייבים הקצאת עודף הגבר של עשרות dB בערוץ. פירוש הדבר שידור בהספק עודף גדול מאד, במימוש מקלטים רגישים, באנטנות כיווניות במידה וזה אפשרי וכו'.

תקשורת ללא קו ראייה

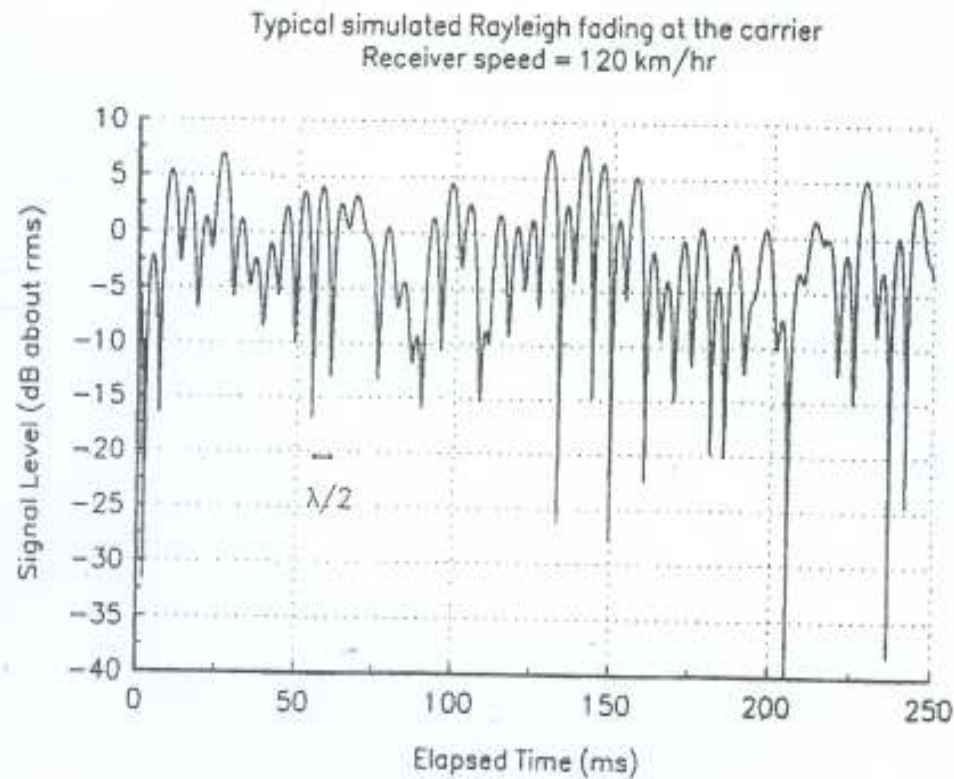
מנגנוני הפרעה בתקשורת אלחוטית :



REFLECTION	החזרה
DIFFRACTION	עקיפה
SCATTERING	פיזור
MULTIPATH	רב-נתיב
DOPPLER	הסחת דופלר
הפרעות ממשדרים אחרים	

שיטות החישוב : (1) מודלים סטטיסטיים
(2) חישובים לאתר ספציפי

תקשורת ללא קו ראייה



A typical Rayleigh-fading envelope at 900 MHz.

שינויי קליטה של
טלפון נייד בנסיעה
של 120 קמ"ש

תקשורת ללא קו ראייה

כמו כן חלק גדול מן ההפרעות בתקשורת אלחוטית הוא אקראי ונתון לשינויים תכופים. לכן מקובל לתאר את הפסדי ההתפשטות במונחים סטטיסטיים על ידי ערך וממוצע וסטיית תקן :

$$\text{Path Loss} = \text{Path Loss (average)} + Xs \text{ (standard deviation)}$$

עוצמת הקליטה של התקשורת בהעדר קו ראייה היא אפוא משתנה אקראי שיש לו ממוצע וסטיית תקן (ולא מספר דטרמיניסטי כמו בערוץ תקשורת עם קו ראייה). QoS = Quality of Service משתמשים במונח כדי לתאר את זמינות התקשורת.

תקשורת ללא קו ראייה

דוגמה של הפסד ערוץ סטטיסטי

$$PL = 20 \log (4\pi R_0 / \lambda) + 10 n \log (R/R_0) + X\sigma$$

$$\lambda = 0.086 \text{ m (@ 3.5 GHz)}$$

$$R_0 = 100 \text{ m}$$

$$n = 4 \text{ (specific data)}$$

$$X\sigma = \text{standard deviation} = 10 \text{ dB (specific data)}$$

$$\text{@ } R = 8 \text{ km}$$

$$PL \text{ (average)} = 158 \text{ dB}$$

$$PL \text{ (deviation)} = 10 \text{ dB}$$

תקשורת ללא קו ראייה

דוגמה של זמינות ערוץ

Path Loss	availability	yearly down-time

2.326 σ =181 dB	0.99	3.6 days
2.576 σ =183 dB	0.995	1.8 days
2.750 σ =185 dB	0.997	24 hours
3.090 σ =189 dB	0.999	8 hours
3.291 σ =191 dB	0.9995	4 hours
3.719 σ =195 dB	0.9999	0.8 hours

דעיכת נתיב

מודל מקובל לדעיכת נתיב לפי חזקת n של הטווח :

$$Pr = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 L R^n}$$

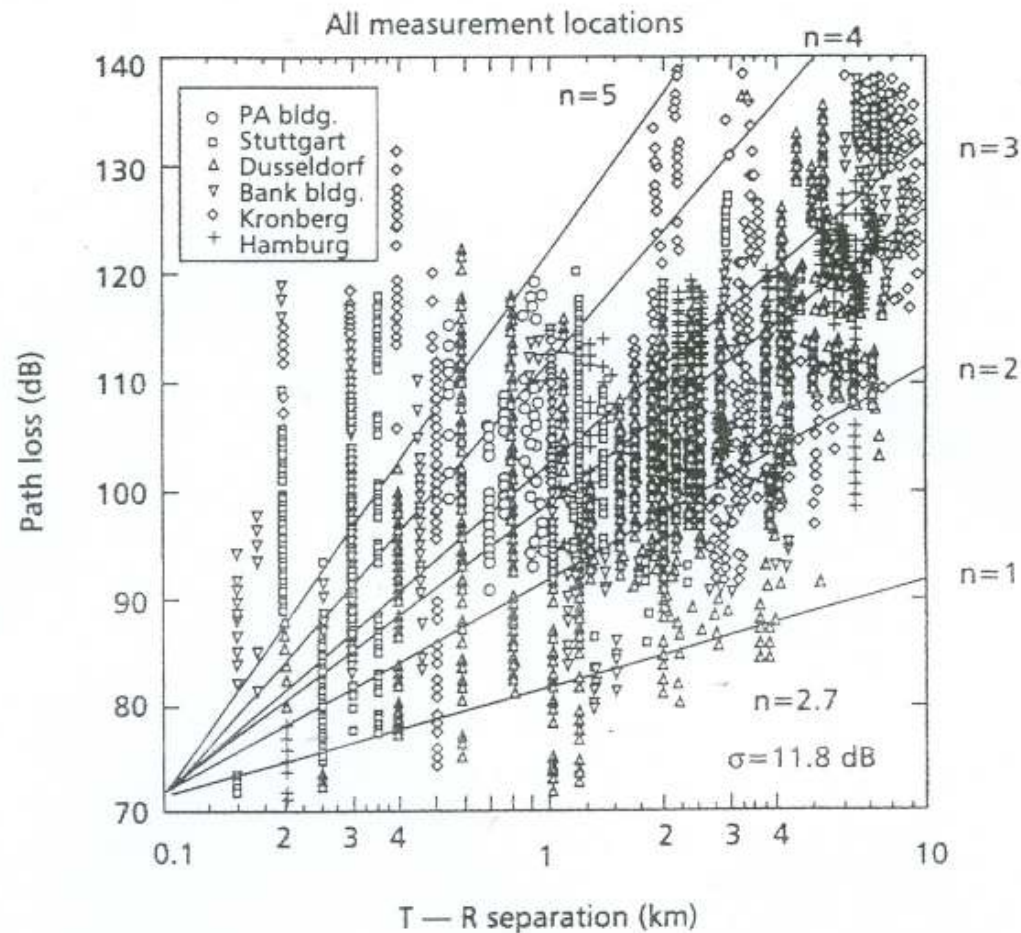
לא הכי מדויק אבל נוח מאד לשימוש

דעיכת נתיב

בניסויים רבים מדדו את החזקה n עבור מקומות
שונים ופני שטח שונים :

Environment	n

Free space	2
Clear Urban	3-4
Shadowed Urban	5-6
Indoor line-of-sight	1.5-2
Indoor blocked	4-7



דעיכת נתיב

הפסדי נתיב
בתלות בטווח
עבור תקשורת
ללא קו ראייה

BEST FIT for n

דעיכת נתיב

$X\sigma$	n	סביבה
0 dB	2	חופשית
10-14 dB	2.7-3.5	עירונית שטוחה
11-17 dB	3-5	עירונית עם הסתרות
4-7 dB	1.6-1.8	בתוך מבנים עם קו ראייה
6-9 dB	2-3	בתוך מבנים ללא קו ראייה
5-12 dB	4-6	בתוך מבנים עם הסתרות

דעיכת נתיב

דוגמה (ערוץ עירוני):

$$PL = 20 \log (4\pi R_0 / \lambda) + 10 n \log (R/R_0) + X\sigma$$

$$\lambda = 0.058 \text{ m (@ 5.2 GHz)}$$

$$R_0 = 100 \text{ m (near field without fading)}$$

$$n = 4 \text{ (specific data for urban fading outdoor)}$$

$$X\sigma = \text{standard deviation} = 10 \text{ dB (specific data)}$$

$$\text{@ } R = 4 \text{ km}$$

$$PL \text{ (average)} = 151 \text{ dB}$$

$$PL \text{ (deviation)} = 10 \text{ dB}$$

דעיכת נתיב

דוגמה (ערוץ עירוני):

$$P_t = 10 \text{ W} = 40 \text{ dBm}$$

$$P_r = -105 \text{ dBm}$$

$$G_t = 12 \text{ dBi (sector)}$$

$$G_r = 3 \text{ dBi (mobile)}$$

$$PL = 151 \text{ dB}$$

$$\text{Link Margin} = 19 \text{ dB (2 standard deviations)}$$

דעיכת נתיב

דוגמה (טווח קרוב) :

$$PL = 20 \log (4\pi R_0 / \lambda) + 10 n \log (R/R_0) + X\sigma$$

$$\lambda = 0.12 \text{ m (@ 2.4 GHz)}$$

$$R_0 = 2 \text{ m}$$

$$n = 6 \text{ (specific data for deep fading indoor)}$$

$$X\sigma = \text{standard deviation} = 8 \text{ dB (specific data)}$$

$$\text{@ } R = 30 \text{ m}$$

$$PL \text{ (average)} = 117 \text{ dB}$$

$$PL \text{ (deviation)} = 9 \text{ dB}$$

דעיכת נתיב

דוגמה (טווח קרוב) :

$$P_t = 1 \text{ W} = 30 \text{ dBm}$$

$$P_r = -105 \text{ dBm}$$

$$G_t = 0 \text{ dBi (mobile)}$$

$$G_r = 0 \text{ dBi (mobile)}$$

$$PL = 117 \text{ dB}$$

$$\text{Link Margin} = 18 \text{ dB (2 standard deviations)}$$

מקדם השהייה

מודל אחר של הנתיב בודק פונקצית השהייה לפי
"התגובה להלם":

$$P(\tau) = |h(t)|^2 / \int |h(t)|^2 dt$$

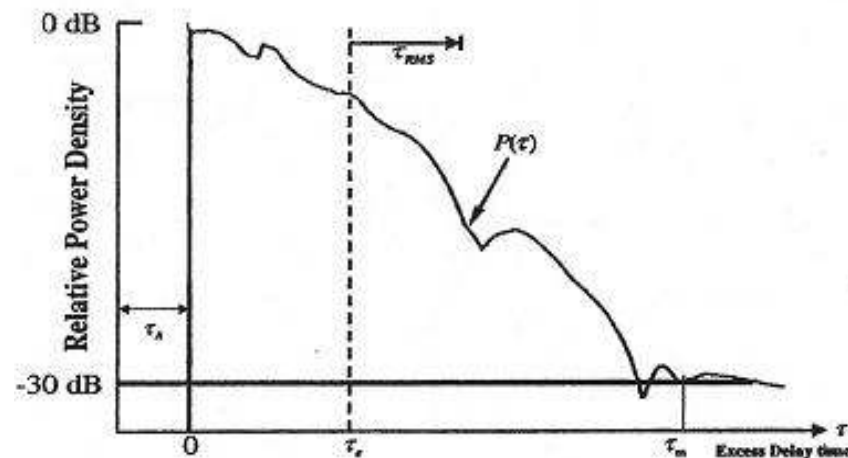


Figure 1. An illustration of a typical power-delay profile and the definition of the delay parameters.

מקדם השהייה

זמן השהייה של התפשטות בקו ראייה הוא: τ_A

זמן השהייה נוסף ממוצע :

$$\tau_e = \int (\tau - \tau_A) P(\tau) d\tau$$

זמן השהייה נוסף RMS (סטיית תקן) :

$$\tau_{\text{RMS}} = \left[\int (\tau - \tau_e - \tau_A)^2 P(\tau) d\tau \right]^{1/2}$$

מקדם השהייה

רוחב סרט קוהרנטי :

$$\text{Coherent Bandwidth} \cong 1 / 50 \tau_{\text{RMS}}$$

משמעותו היא רוחב פס התדרים שבהם הדעיכה היא "שטוחה"

דעיכה איטית או מהירה :

דעיכה איטית או מהירה מתייחסת לזמן הרלבנטי של המידע.
למשל אם תקשורת ספרתית פועלת בביטים שמשכם $T_b=1\text{nsec}$
אזי דעיכה של 10 nsec תיחשב לדעיכה איטית ודעיכה של
0.1 nsec תיחשב לדעיכה מהירה (שטוחה בתדר).

Table 5. Measurements and RMS delay spreads.

Technique	Location	τ_{RMS} (ns)	Frequency (MHz)	Ref.
B	Office building	30-100	850, 1700	[106]
A	Manufacturing floors	15-29 (Area A) 31-62 (Area B) 48-90 (Area C) 52-57 (Area D) 19-37 (Area E)	910	[109]
A	Indoor sports arena Open-plan factory Textile plant Office building	7-120 40-130 15-125 5-40	1300 4000	[110]
A	Within a room (4 rooms)	7-16 10 ns (Med.)	37200	[111]
B	Urban area I Urban area II	98-1270 590 (Ave.) 61-2940 480 (Ave.)	910	[112]
C	Building 1 Building 2	About 12-72 About 4-25	40000	[113]
B	Sidewalk of LOS street	$0.5d + 40$ (d is T-R)	2600	[114]
A	Engineering bldg. Retail store	12.85-84.60 20.74-102.44	2400	[115]
–	Laboratories at same floor	8.3 LOS (Med.) 14.1 OLOS1 Med. 22.3 OLOS2 Med.	910	[117]

זמני השהייה טיפוסיים

זמני השהייה טיפוסיים

B	Outdoor Site 1 Site 2 Site 3	60-250, 130 (Med) 40-130, 70 (Med) 60-250, 120 (Med)	-	[118]
C	In two buildings	10-50 with mean 20-30	900-1300	[119]
C	Four types of indoor locations	10-20 (Med) 10-20 (Med) 5-15 (Med)	2400 4750 1150	[108]
A	Hamburg Dusseldorf Frankfurt(bank) Frankfurt(apart.)	1300 (typical) 3100 (typical) 8100 (largest) 19600 (largest)	942.225	[120]
A	Washington Greenbelt Oakland San Francisco	2500-7500 2000-7000 2500-13500 1000-25500	892	[121]
-	LOS (100-400 m)	140.6-325.4	2197.5	[122]

השפעת גובה תחנת הבסיס

Table 6. The RMS delay spread as a function of the height of an antenna.

Antenna Height	Mean RMS Delay (ns)	Standard Deviation of RMS Delay (ns)	Location	Ref.
3.7 m	136.8	138.0	San Francisco	[26]
8.5 m	176.8	147.1		
13.3 m	275.9	352.0		
3.7 m	134.6	127.4	Ottawa	[123]
8.5 m	173.1	156.8		

4.1.1.2 Hata Model

The Hata model is an empirical formulation [15] of the graphical path-loss data provided by Okumura's model. The formula for the median path loss in urban areas is given by

$$L_{50}(\text{urban})(\text{dB}) = 69.55 + 26.16 \log f_c - 13.82 \log h_{te} - a(h_{re}) + (44.9 - 6.55 \log h_{te}) \log d, \quad (13)$$

where f_c is the frequency (in MHz), which varies from 150 MHz to 1500 MHz. h_{te} and h_{re} are the effective heights of the base-station and the mobile antennas (in meters), respectively. d is the distance from the base station to the mobile antenna, $a(h_{re})$ is the correction factor for the effective antenna height of the mobile unit, which is a function of the size of the area of coverage. For small- to medium-sized cities, the mobile-antenna correction factor is given by

$$a(h_{re}) = (1.1 \log f_c - 0.7) h_{re} - (1.56 \log f_c - 0.8) \text{ dB}. \quad (14)$$

For a large city, it is given by

$$a(h_{re}) = 8.29 (\log 1.54 h_{re})^2 - 1.1 \text{ dB} \quad \text{for } f_c \leq 300 \text{ MHz} \quad (15.a)$$

$$a(h_{re}) = 3.2 (\log 11.75 h_{re})^2 - 4.97 \text{ dB} \quad \text{for } f_c \geq 300 \text{ MHz} \quad (15.b)$$

To obtain the path loss in a suburban area, the standard Hata formula is modified as follows:

$$L_{50}(\text{dB}) = L_{50}(\text{urban}) - 2 [\log(f_c/28)]^2 - 5.4. \quad (16)$$

The path loss in open rural areas is expressed through

$$L_{50}(\text{dB}) = L_{50}(\text{urban}) - 4.78 (\log f_c)^2 - 18.33 \log f_c - 40.98. \quad (17)$$

This model is quite suitable for large-cell mobile systems, but not for personal communications systems that cover a circular area of approximately 1 km in radius.

מודל
HATA
outdoor

6.2.4 SIRCIM Model

Based on measurements at 1300 MHz in five factory and other types of buildings, the piecewise functions of excess delay for the probabilities of multipath arrivals were derived as [3]

$$P_R(T_K, S_1) = \begin{cases} 1 - \frac{T_K}{367} & T_K < 110 \text{ ns} \\ 0.65 - \frac{(T_K - 110)}{360} & 110 \text{ ns} < T_K < 200 \text{ ns}, \\ 0.22 - \frac{(T_K - 200)}{1360} & 200 \text{ ns} < T_K < 500 \text{ ns} \end{cases} \quad (41)$$

$$P_R(T_K, S_2) = \begin{cases} 0.55 + \frac{T_K}{667} & T_K < 100 \text{ ns} \\ 0.08 + 0.62e^{\frac{(T_K - 100)}{75}} & 100 \text{ ns} < T_K < 500 \text{ ns} \end{cases}, \quad (42)$$

where S_1 and S_2 correspond to LOS and obstructed LOS environments, respectively. T_K , in units of ns, is the excess delay at which a multipath component will arrive at the receiver, and takes on values that are integer multiples of 7.8 ns.

מודל
SIRCIM
indoor

השוואה בין המודלים השונים

Table 4. A comparison of various models for path loss.

Model Name	Suitable Environment	Complexity	Experimental Data	Details of Environment	Accuracy	Time	Other
Okumura Model	Macrocell	Simple	Based on experiments	No	Good	Little	Graphical path-loss data
Hata Model	Macrocell (early cellular)	Simple	No	No	Good	Little	
COST-231	Microcell (outdoor)	Simple	No	No	Good	Little	
Dual-Slope	Microcell and picocell (LOS region)	Simple	No	No	Good	Little	
Ray-Tracing	Outdoor and indoor	Complex	No	Yes	Very Good	Very Much	
FDTD	Indoor (small)	Complex	No	Every detail	Best	Very Much	Often combined with ray tracing
MoM	Indoor (small)	Complex	No	Every detail	Best	Very Much	
ANN	Outdoor and indoor	Complex	Yes	Detail	Very Good	Little	Takes time to learn from experimental data

מודלים של Small Scale

שינויים חזקים בפאזה ובאמפליטודה עקב תזוזות קטנות של המשדר והמקלט (ושל הסביבה).

מודל RICE מתייחס למצבים של קו ראייה בנוכחות הפסדי רב-נתיב, מוגדר לפי הפרמטר K שהוא היחס בין ההספק הנקלט הממוצע לבין שונות ההספק.

$$K = (\text{dB}) = 10 \log [A^2/2\sigma^2]$$

מודל RAYLEIGH מתייחס למצבים של הסתרה מלאה

מודלים של Small Scale

ניתן להגדיר את הממד K לפי עומק הדעיכות:

$$K = \text{power to LOS} / \text{power to NLOS}$$

$K = \infty$ (Line of Sight)

$K = 0$ (Non Line of Sight) Rayleigh distribution

$K = 2-10$ (Partial Line of Sight) Rice distribution

K תלוי בפני הקרקע, בתכסית, בגובה האנטנות מעל הקרקע, משתנה עם הזמן ועם המרחק. בסיס לתכנון רשתות תקשורת.

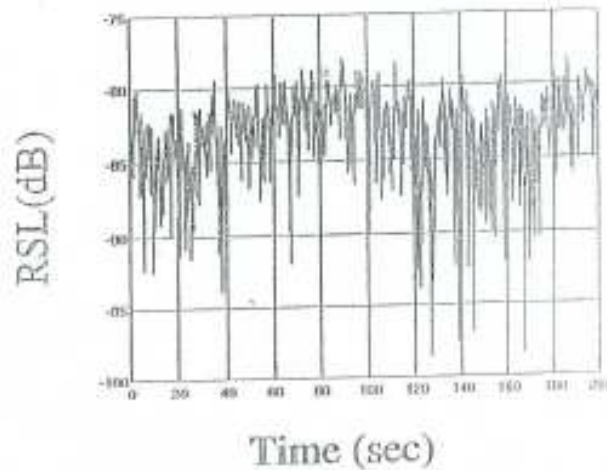


K-factor Measurements

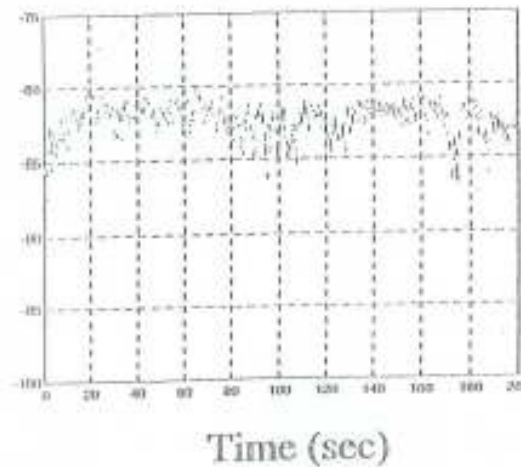
$$K = \frac{\text{power in fixed (mean) component}}{\text{power in varying (scattered) component}}$$

Typical Signal Envelope:

K = -10 dB



K = 6 dB



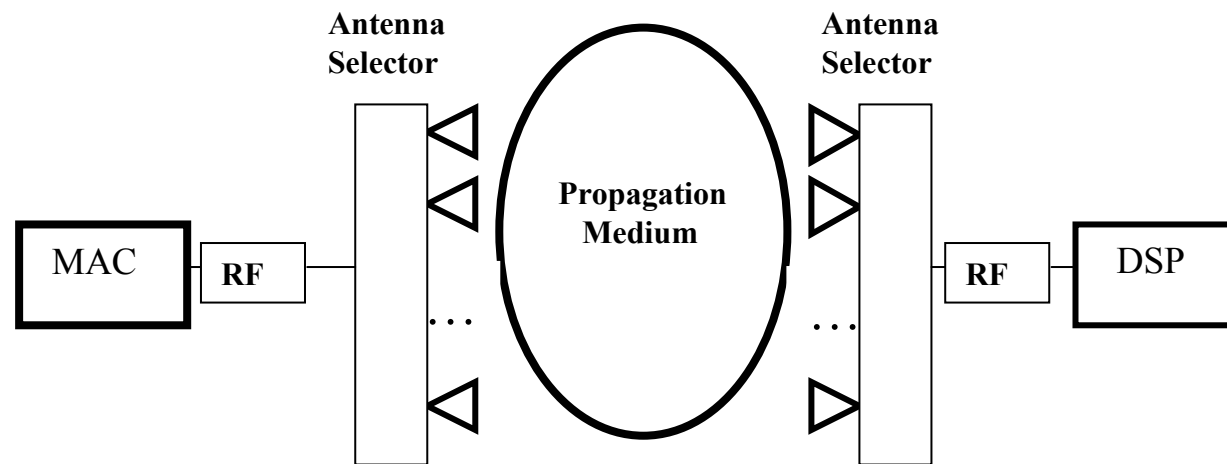
ריבוי וגיוון ערוצים

חלק גדול מן ההפסדים מקורם במהלך רגעי של הגלים בין המשדר והמקלט, כולל התאבכויות מקריות שמקורן בגלים חוזרים מעצמים שונים.

הוצע להכין במקלט שני ערוצי קליטה הניזונים משתי אנטנות המופרדות זו מזו באורך של כחצי אורך גל (כך התאבכות הורסת באנטנה אחת תהיה דווקא התאבכות בונה באנטנה השנייה). שיטה זו נודעה בשם Antenna Diversity וזכתה להתעניינות בשנות ה-80. אפשרות זולה יותר היא לדגום את שתי האנטנות ולבחור בכל רגע את האנטנה שקולטת טוב יותר (מסתפקים בשרשרת קליטה אחת).

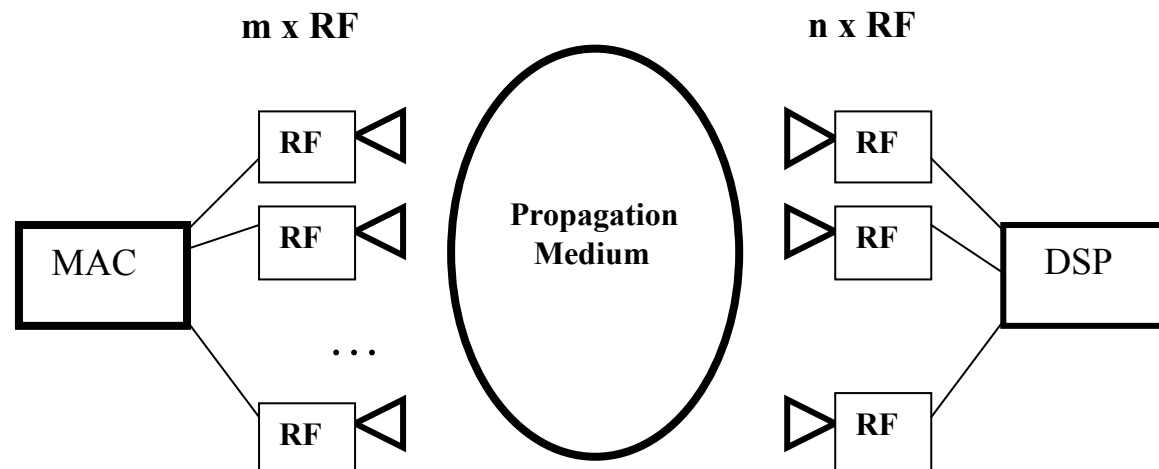
מימוש חלקי (סלקטיבי)

מתגבר על הפסדי הנתיב אבל לא מגדיל R/B, זול



מימוש מלא

מתגבר על הפסדי הנתיב וגם מגדיל R/B, יקר



גיוון וריבוי ערוצים

בחירה בערוץ
הקולט טוב יותר
בכל רגע נתון

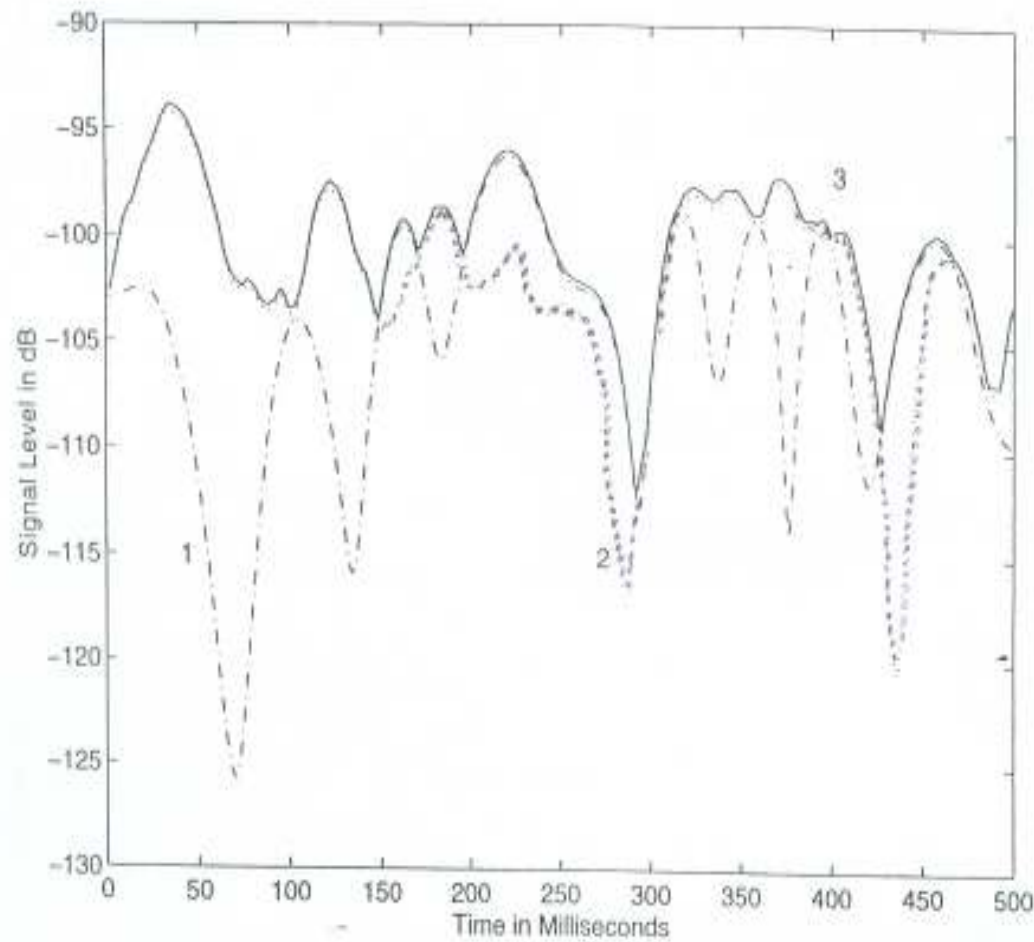


FIGURE 12.1 Example of diversity combining; two independently fading signals 1 and 2; the signal 3 is the result of selecting the strongest signal.

טכניקות שונות לגיוון בין ערוצים

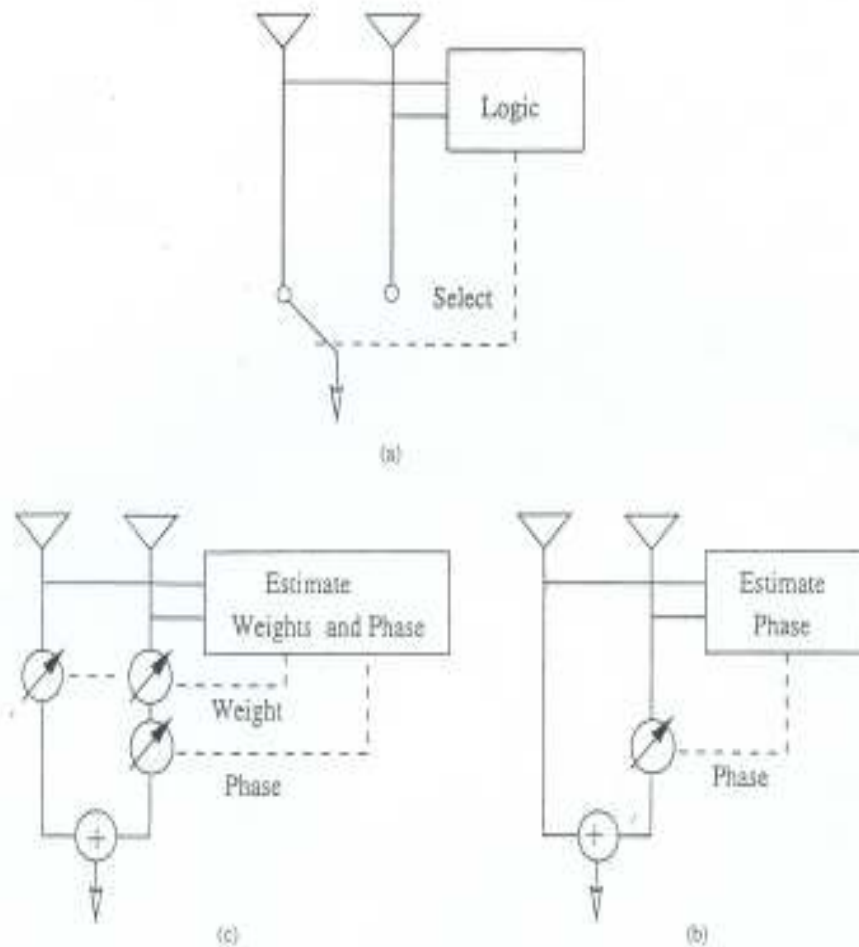


FIGURE 17.3 Diversity combining methods for two diversity branches. (a) Selection combining; (b) Maximal ratio combining; (c) Equal gain combining.

השפעת ריבוי ערוצים על האות הנקלט

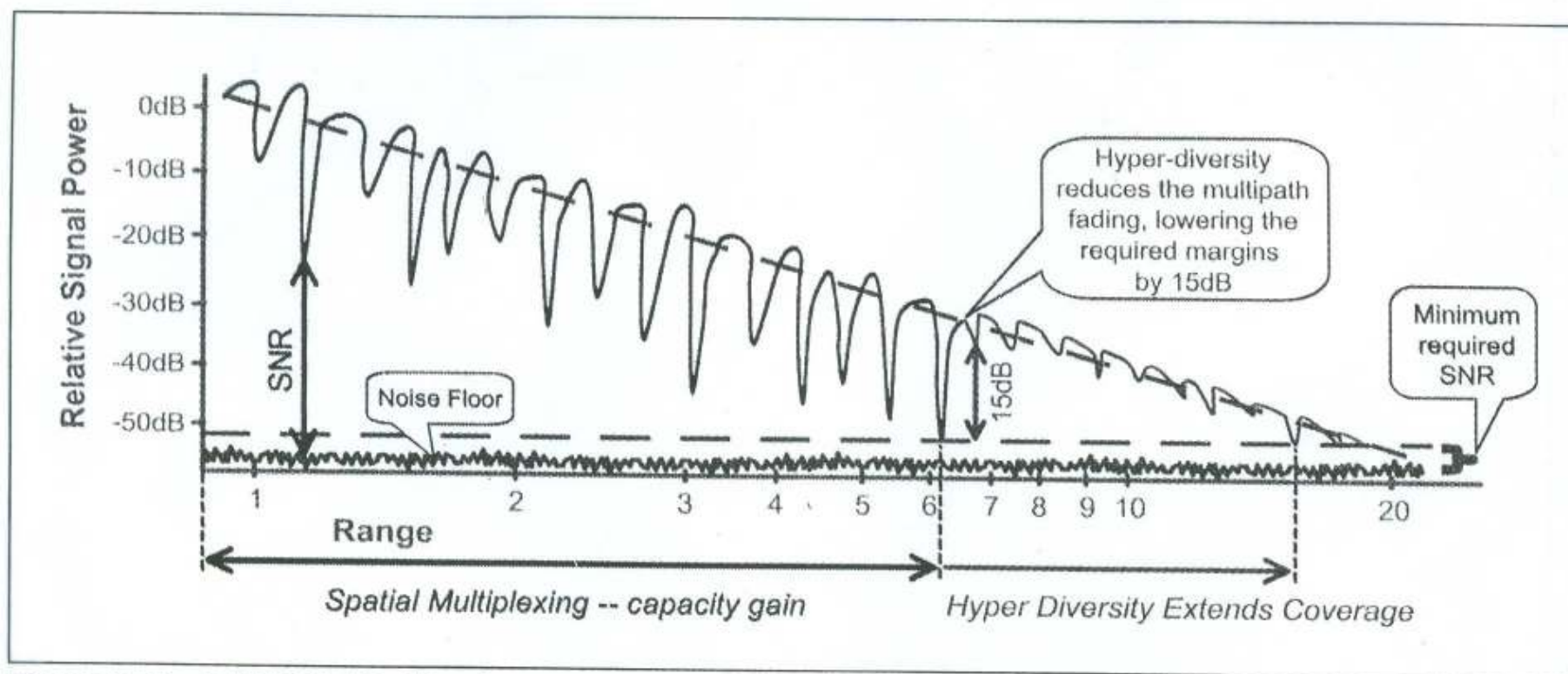
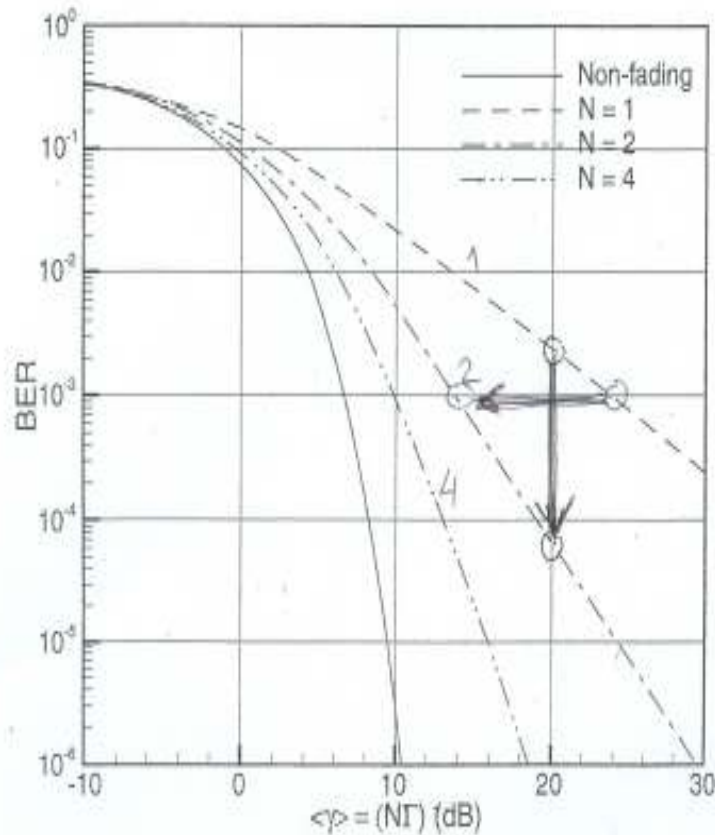


Figure 9. 2 x 3 MIMO's 15 dB gains compared with a 1 x 2 system.

השפעת ריבוי ערוצים על האות הנקלט



BER vs. average CNR per bit $\langle \gamma \rangle = N\Gamma$ for coherent BPSK under Rayleigh fading with maximum

אפשר לראות את השיפור
בגרף BER(SNR)

BER= Bit Error Rate

למשל: מעבר מאנטנה אחת
N=1 לשתי אנטנות N=2

עבור SNR=20 dB
מקטין BER פי 20

או, עבור $BER=10^{*-3}$
מקטין SNR נדרש ב-10 dB

השפעת ריבוי ערוצים על האות הנקלט

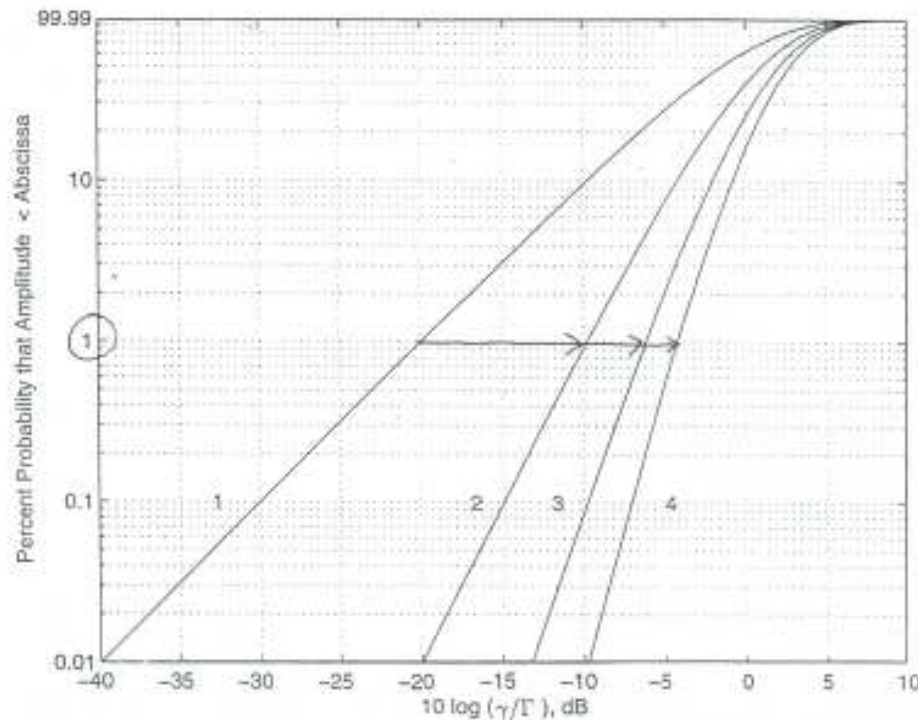


FIGURE 17.4 Probability distribution for signal envelope for selection combining.

אפשר לראות את השיפור
בגרף CDF (SNR)

CDF = Cumulative Distribution
Function

למשל עבור זמינות של 99%
רמת הדעיכות משתפרת:

עבור 2 אנטנות	-10 dB
עבור 3 אנטנות	-5 dB
עבור 4 אנטנות	-3.3 dB

היעילות הספקטרלית

כדי להגדיר את היעילות הספקטרלית עלינו לחזור לחוק החשוב ביותר בעולם התקשורת:

חוק שנון - הרטלי:

$$R < B \log_2 (1 + S/N)$$

בערוץ שהקיבולת שלו היא C ניתן להעביר מידע בקצב $R < C$ עם קצב שגיאות קטן כרצוננו

6. ריבוי ערוצים

נניח שקיים ערוץ מובחן עם משדר ומקלט. נקרא לערוץ כזה "ערוץ דטרמיניסטי" ונניח שלגביו מתקיים משפט שנון הרטלי.

בערוץ שיש בו דעיכה אקראית המידע המגיע הוא

$$Y(n) = h X(n) + W(n)$$

כאשר h הוא משתנה אקראי.

במקרה כזה נגדיר את קיבול הערוץ לפי:

$$C(h) = B \log_2 [1 + |h|^2 S/N] = B \log_2(S/N) + B \log_2(|h|^2)$$

ריבוי ערוצים

במקרה של ריבוי ערוצים מקביליים (שבכל אחד מהם משדרים את המידע באופן בלתי תלוי) נקבל במקום h את המטריצה H שהיא מסדר $q = M \times N$ (סדר ה-MIMO)

נניח בהמשך הדיון שיש M משדרים ו- N מקלטים.

$$C(H) = B \log_2 [I_N + H H^t (SNR/N)/M]$$

$$C(H) \cong q B \log_2 (SNR) + B \sum \log_2 [\lambda_i/M]$$

λ_i = ערכים עצמיים של המטריצה

ריבוי ערוצים

עבור ערוץ ארגודי (שבו הממוצע על המשתנה האקראי שווה לממוצע בזמן) נקבל:

$$C = \min(M, N) B \log_2 [\text{SNR}] + B \sum E(\log_2 \lambda_i P_i / N)$$

λ_i = שבח גיוון בערוץ i

P_i = הספק עובר בערוץ i

ברוב המקרים בוחרים $N > M$ ואז $\lambda_i \cong M$ ומקבלים:

$$C \cong \min(M, N) B \log_2 (\text{SNR})$$

ריבוי ערוצים

דוגמה: M משדרים, N מקלטים,

$$C \cong \min(N, M) B \log_2 (\text{SNR})$$

נניח יחס אות לרעש $\text{SNR}=10 \text{ dB}$

$$R/B = 1 \log_2(10) = 3.36$$

עבור $(M, N)=(1, 1)$ נקבל

$$R/B = 2 \log_2(10) = 6.72$$

עבור $(M, N)=(2, 2)$ נקבל

$$R/B = 1 \log_2(10) = 3.36$$

עבור $(M, N)=(1, 4)$ נקבל

$$R/B = 1 \log_2(10) = 3.36$$

עבור $(M, N)=(4, 1)$ נקבל

$$R/B = 4 \log_2(10) = 13.44$$

עבור $(M, N)=(4, 4)$ נקבל

נניח יחס אות לרעש $\text{SNR}=20 \text{ dB}$

$$R/B = 5 \log_2(100) \cong 33$$

עבור $(M, N)=(5, 5)$ נקבל

ריבוי ערוצים

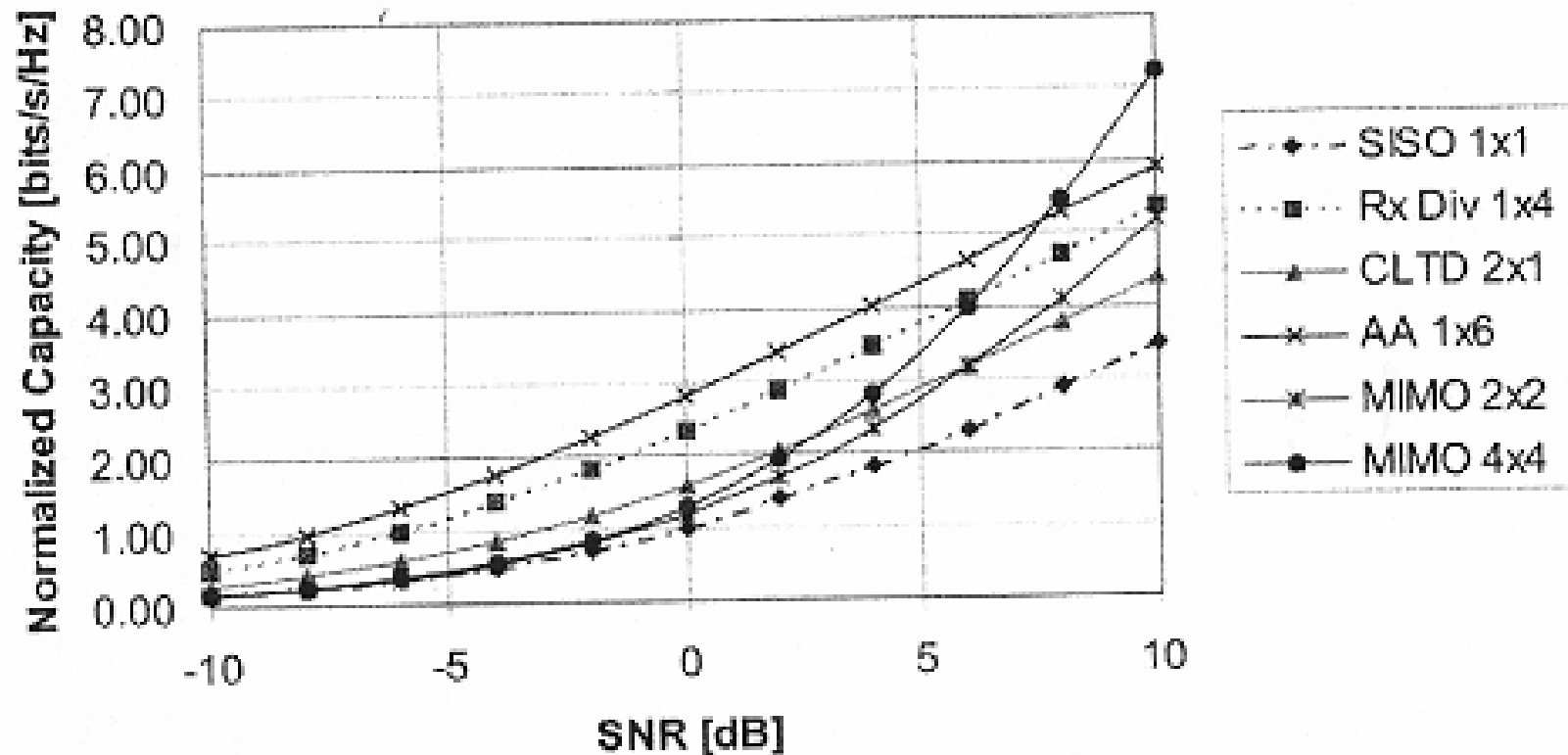
המפתח להגדלה משמעותית של היעילות הספקטרלית הוא בריבוי ערוצי תקשורת מקבילים.

רצוי מאד שמספר הערוצים יהיה $N \times N$ (כי השיפור מושג לפי הקטן מבין M, N) וכי יהיה גיוון בערוצים.

היתרון המשמעותי של MIMO מושג רק בתנאי דעיכה חזקה.

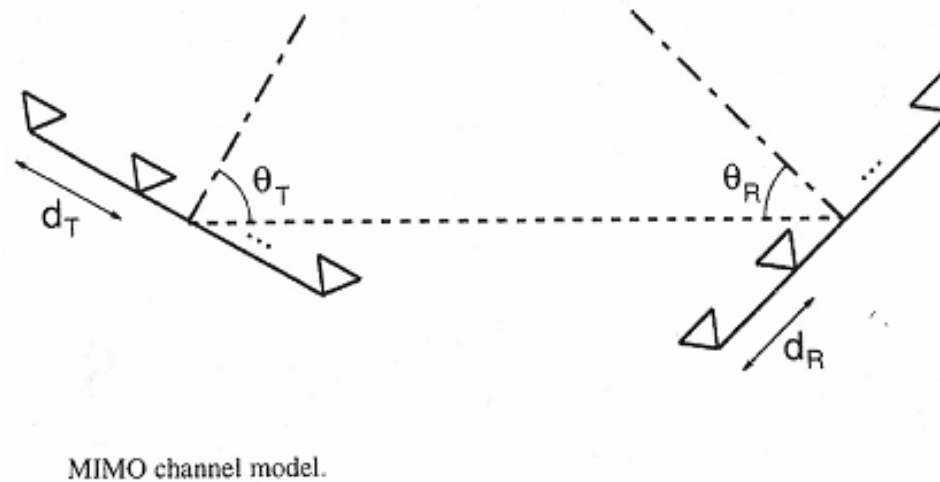
ריבוי ערוצים

השוואת היעילות הספקטרלית במקרים שונים :



7. עיצוב אלומות

התצורה שנדונה עד כה היא אוסף קבוע של אנטנות (שידור או קליטה) המוצבות בכוונים מסוימים.



עיצוב אלומות

המונחים "עיצוב אלומות" ו"בקרת גישה מרחבית" **SPATIAL MULTIPLEXING** מתייחסים למערכות מורכבות שבהן ניתן לייצר אלומות שונות ע"י מיתוג או ע"י סריקה ולפצל את המידע בין האלומות.

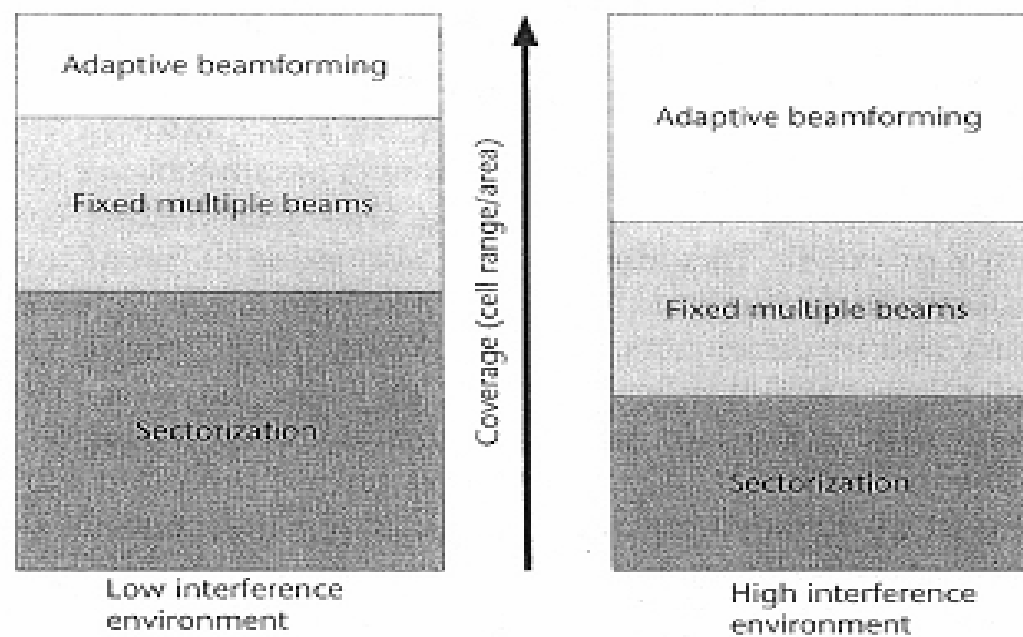
עולם תוכן זה נקרא בדרך כלל "אנטנות חכמות" ולא נרחיב כאן בנושא זה. נזכיר רק שמדובר הן על הפניית אלומות לכוונים רצויים והן על הפניית "אפסים" לכוונים שמהם מגיעות הפרעות.

עיצוב אלומות

צריך לזכור כי הפעלת אלומות אקטיבית היא יקרה
מאד ובאה לידי ביטוי במערכות תקשורת מסיביות
מאד כגון רשתות סלולריות או עירוניות ולא ברשתות
זולות לטווחים קצרים.

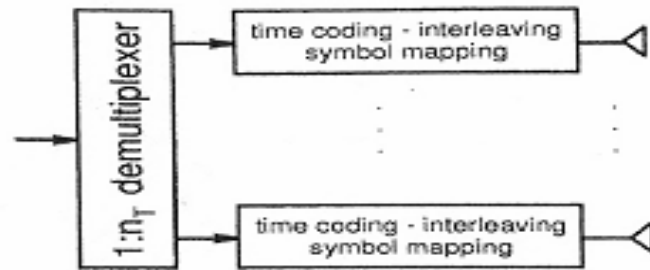
ניתן אפוא לחלק את המורכבות הטכנולוגית לשלוש
רמות: (1) חלוקה לסקטורים (2) ריבוי אנטנות או
ריבוי אלומות סטטי (3) עיצוב דינמי / אדפטיבי

רמות שונות של כיסוי מרחבי

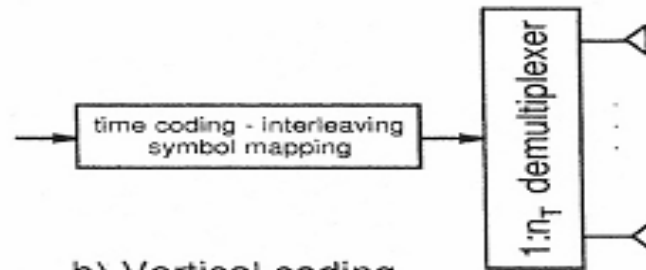


Coverage improvement comparison.

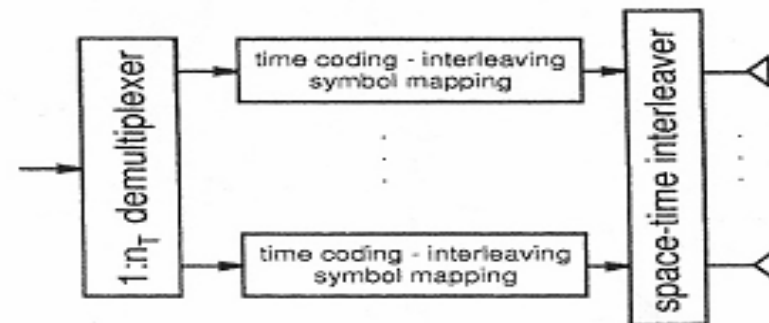
פיצול המידע



a) Horizontal coding



b) Vertical coding



c) Diagonal coding

8. שיקולים בבחירת אנטנות

גיוון אנטנות אפשר להשיג לא רק ע"י הצבת שתי אנטנות במרחק מסוים זו מזו אלא גם על ידי גיוון של תכונות הקרינה ביניהן (קיטוב, עקום קרינה וכו'). ככל שהאנטנות מגוונות יותר - הקליטה משתפרת.

ריבוי אנטנות (Multi Input Multi Output) מאפשר לא רק להתגבר על הפסדי דעיכה אלא גם להגדיל את קצב המידע ליחידת רוחב סרט (bps/Hz). שיטות MIMO מסוגלות להתגבר על האופי הסטטיסטי של הקליטה ולשפר את הזמינות בעלות נמוכה בהרבה מאשר הגדלת ההספק או הקטנת רוחב הסרט.

שיקולים בבחירת אנטנות



מילת המפתח היא גיוון

גיוון בהצבה המרחבית
גיוון בקיטובים
גיוון בעקומות הקרינה
גיוון בפאזות
גיוון בתדרים
גיוון בסוגי אנטנות

שיקולים בתכנון אנטנות

- שימוש בגיוון זוויתי – הצבת האנטנות בכיוונים שונים יוצרת גיוון על ידי הסתרות והחזרות.
- שימוש בגיוון זמני / פאזה – מרחקים שונים בין האנטנות וקווי הזנה שונים
- האלמנט הקורן צריך להיות עם אלומה רחבה כדי לאפשר ריבוי החזרות
- גיוון על ידי עקומי קרינה שונים ע"י מטריצות MULTIBEAM או רשתות מרובות פאזות לא הוכיח את עצמו במתארי INDOOR וגם עולה הרבה כסף.

שיקולים בתכנון אנטנות

- נושא קריטי – יש להגדיל את הבידוד בין אנטנות קרובות כי הצימוד מתחרה עם הגיוון המרחבי. בדרך כלל נהוג לדרוש בידוד של לפחות 15 dB בין אנטנות קרובות. אם המערך מישורי רצוי שכל האלמנטים יהיו שטוחים כדי לשפר את הבידוד.
- סוגי מקרנים טיפוסיים: דיפול, מונופול, L, H, HELIX, PATCH, PIFA

שיקולים בתכנון אנטנות

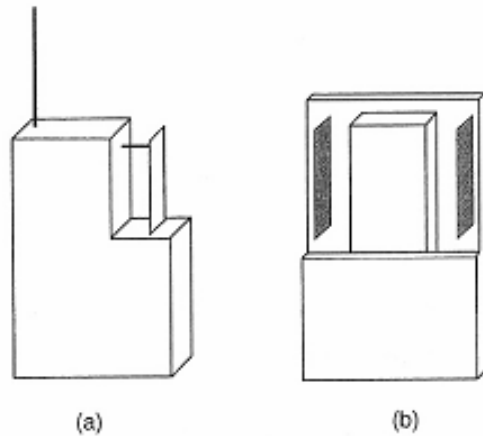
גיוון מרחבי - משיגים גם עבור $d/\lambda = 0.2$
גיוון קיטובי - נמצא בדרך כלל כיעיל ביותר
גיוון אלומות - מתאים יותר ל-OUTDOOR

דרישות מקובלות:

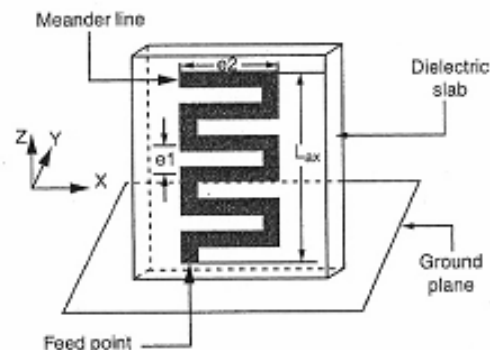
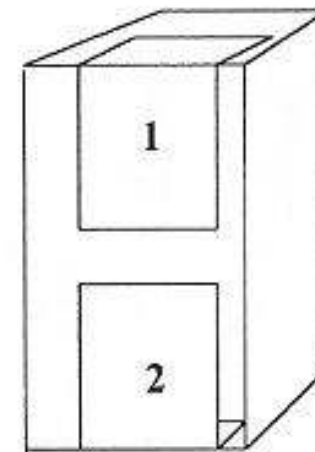
$\rho < 0.2$	מקדם קורלציה בין האנטנות
Coupling < -15 dB	צימוד בין האנטנות

ברוב המקרים שבהם הבעיה העיקרית היא הפסדי דעיכה ורב-נתיב מסתפקים בבחירה בין 2-3 אנטנות.

גיוון מרחבי של 2 אנטנות



Handset with two antennas for diversity. (a) Monopole and PIFA, (b) dual P

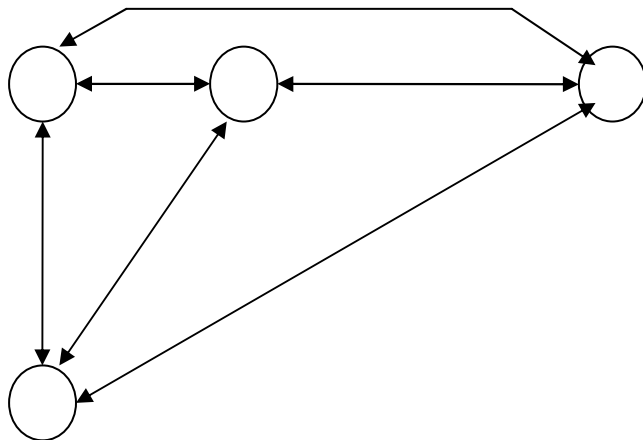


Meander line antenna on top of a finite size ground plane.

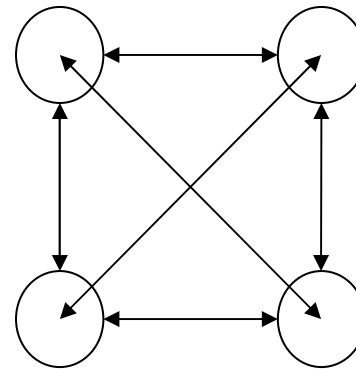
סכימה של diversity מרחבי בטרמינל נייד, כאשר אנטנות
1,2 מרוחקות זו מזו בסביבות 0.1 – 0.2 אורכי גל

גיוון מרחבי של 4 אנטנות

- שימוש בגיוון מרחבי – הצבת האנטנות במרחק $0.2 - 0.5\lambda$ זו מזו עם ריבוי מרחקי התאבכות.

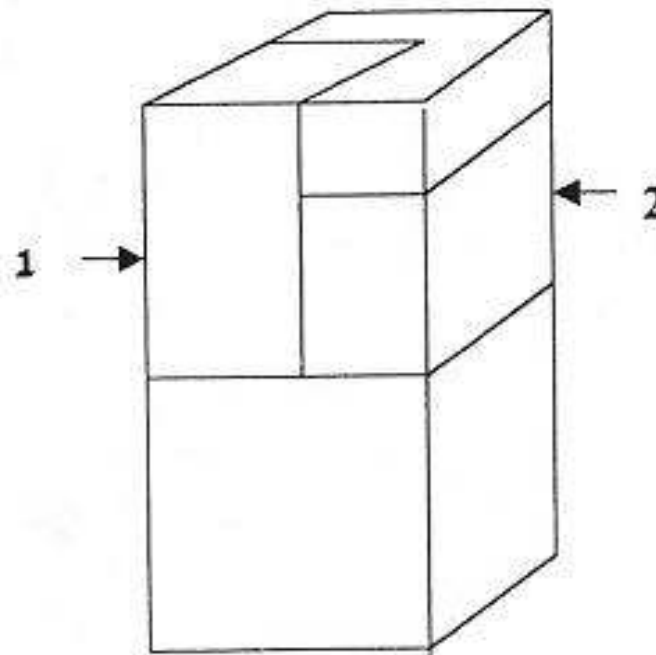


טוב (6 מרחקים)



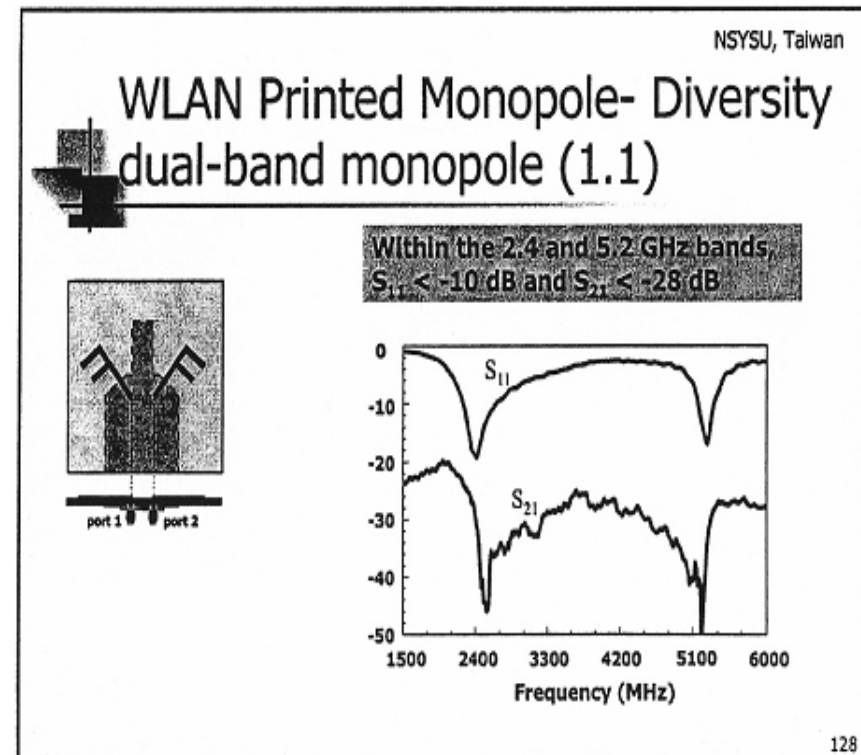
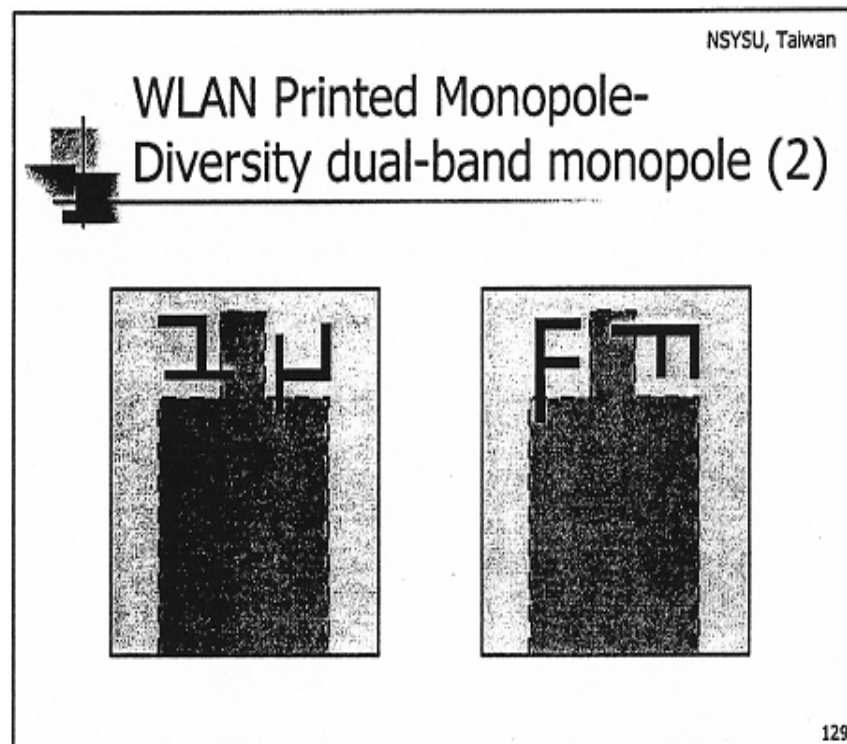
לא טוב (2 מרחקים)

גיוון קיטובי

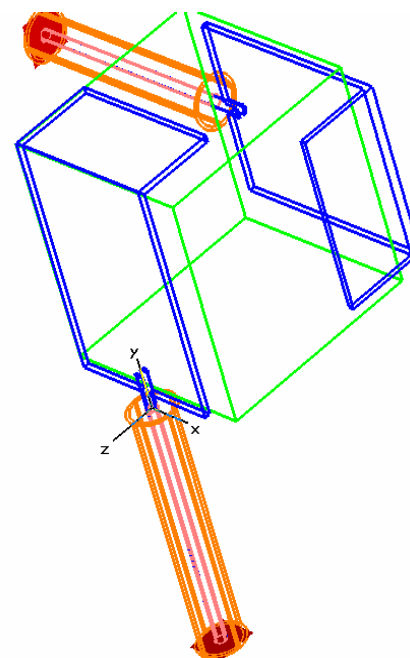
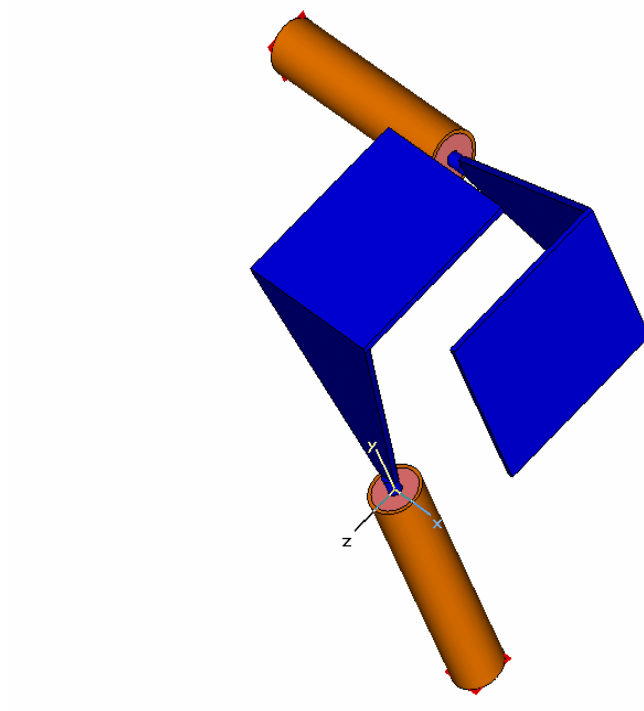


סכימה של diversity קיטובי בטרמינל נייד . אנטנות 1,2
בקיטובים צולבים יכולות להיות צמודות זו לזו.

גיוון של מונופולים מודפסים



גיוון קיטובי מלא



אנטנות PIFA – מזעור וריבוי תדרים

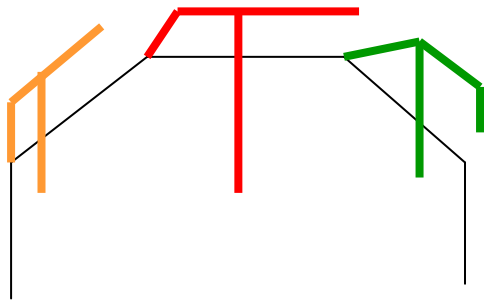
יישומים רבים עם diversity

- מרחק בין קורנים $0.15-0.25 \lambda$

- רצוי מאד בקיטובים שונים

- רצוי לגוון את האנטנות

- חשוב מאד $\text{coupling} < 15 \text{ dB}$

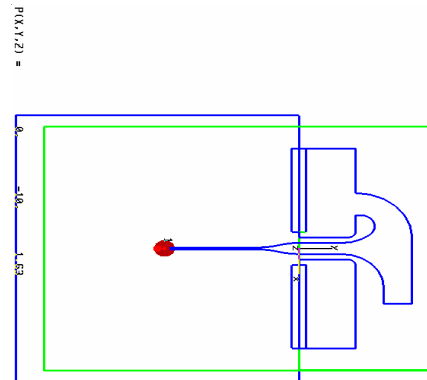
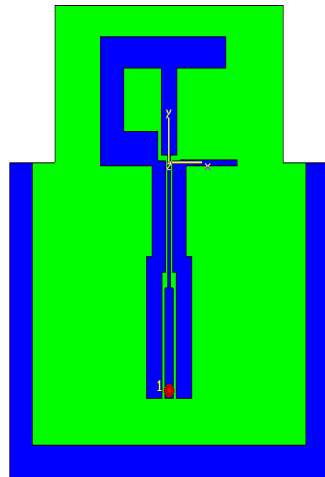


אנטנות PIFA – מזעור וריבוי תדרים

שבח מכסימלי 0 to 1 dBi

שבח ממוצע בסיבוב -3 to 0 dBi

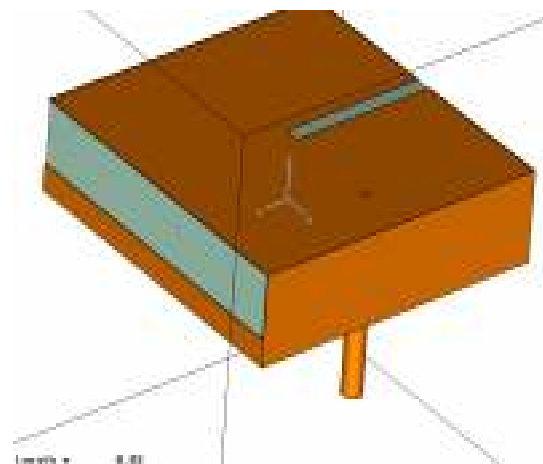
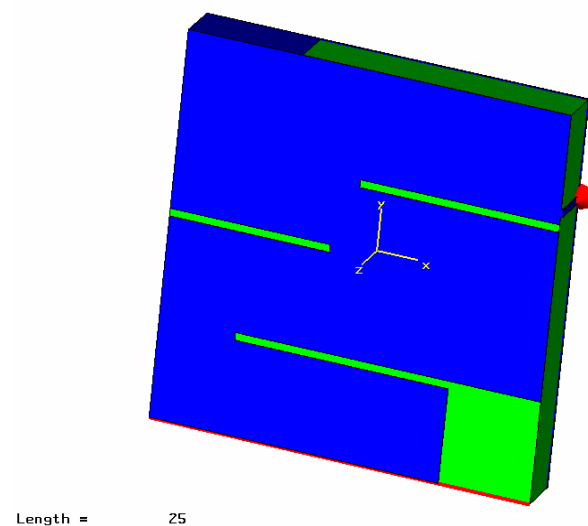
שבח ממוצע בהגבהה -3 to -6 dBi



אנטנות PIFA – מזעור וריבוי תדרים

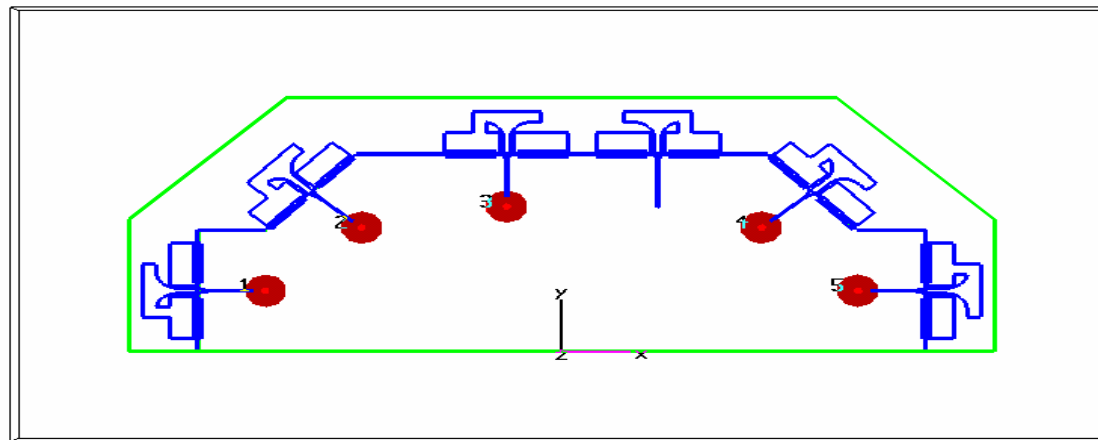
רוחב סרט תלוי בממדים הפיזיים (Chu)

ניתן להשיג 5% - 15% ($VSWR=2$)

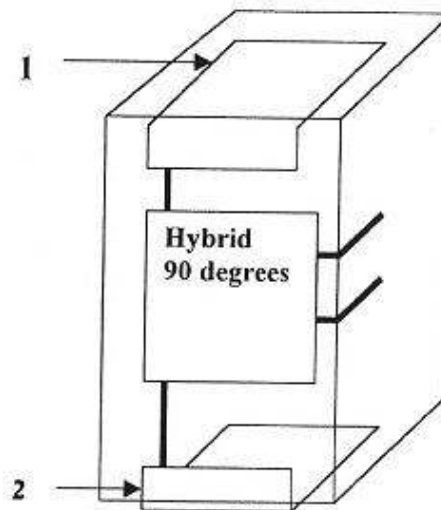


גיוון משולב - קיטובי ומרחבי

- שימוש בגיוון קיטובי – ניצול מספר קיטובים לינאריים, לפחות אנכי ואופקי, רצוי גם אלכסוני. טכניקה יעילה במיוחד (וגם תופסת נפח מועט).



גיוון אלומות



סכימה של diversity אלומתי בטרימינל נייד.
אנטנות 1,2 מרוחקות 0.1-0.2 אורכי גל זו מזו
ומחוברות היברידי היוצר שתי אלומות שונות.

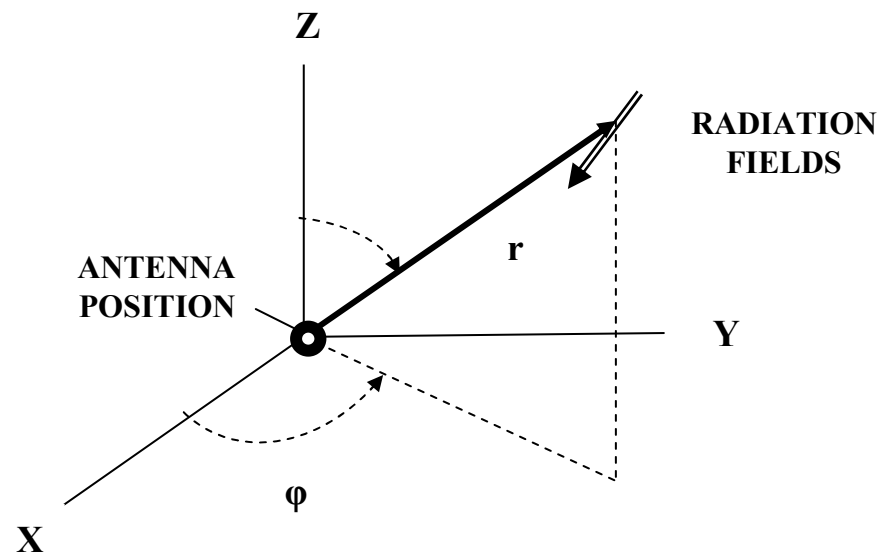
9. מדידת אנטנות MIMO

עקום קרינה radiation pattern של אנטנה הוא תיאור גרפי של ההספק המשודר או נקלט בה בתלות בזווית. המרחב הזוויתי השלם הוא 4π סטרדיאן אך סיבוב האנטנה נעשה במישור מסוים (או בתלות בזווית מישורית אחת).

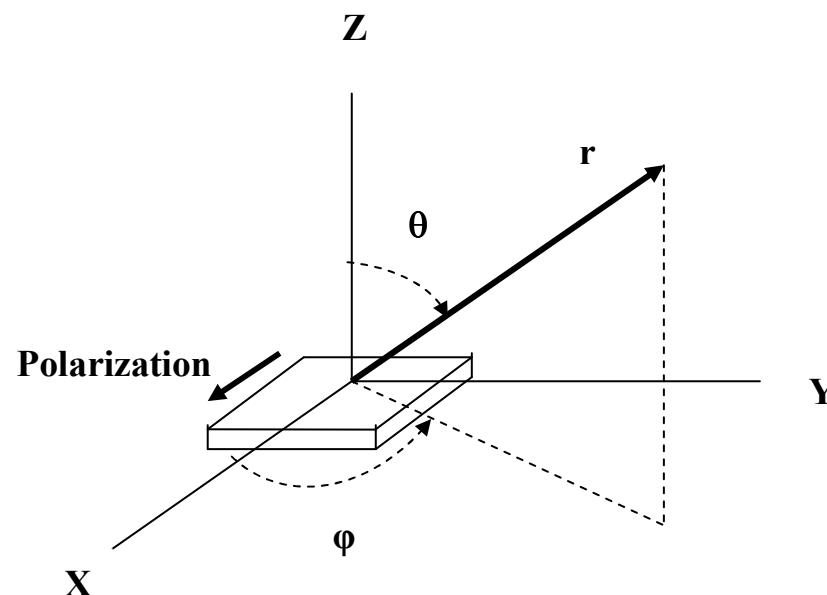
מדידת הקרינה נעשית אפוא בחתכים מסוימים cuts ולא במרחב כולו. השאלה המעשית היא כמה חתכי קרינה נדרשים כדי לאפיין אנטנות רדיו בצורה ממצה ומייצגת.

מערכת הקואורדינטות

מערכת הקואורדינטות לתיאור הצבת האנטנה היא מישורית (x,y,z) ולתיאור שדות הקרינה היא כדורית (r,θ,ϕ) . הזווית θ היא הזווית בין ציר z לבין הוקטור r ואילו הזווית ϕ היא הזווית בין ציר x לבין ההיטל של r על מישור xy .



חתכי קרינה לאנטנה כיוונית



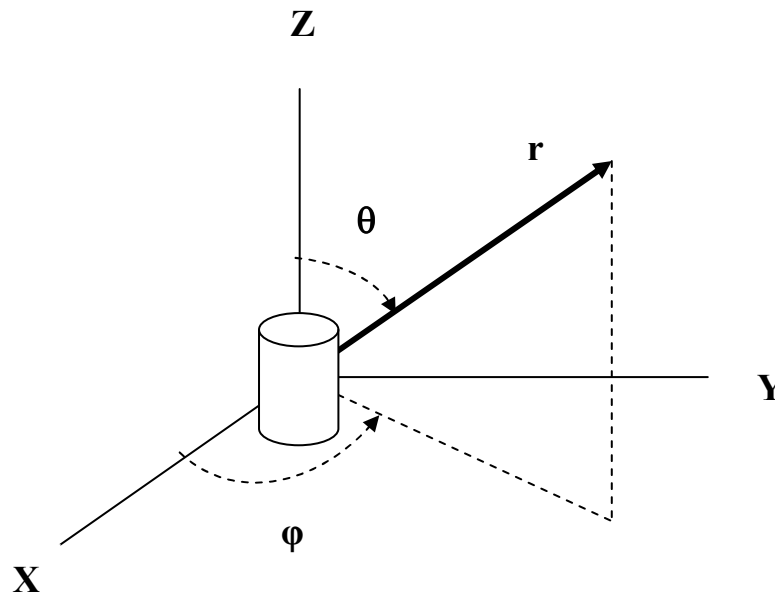
הצבת אנטנה כיוונית במישור XY וביצוע 2 חתכי קרינה

$P(\theta, \text{ at } \varphi=0^\circ)$ E-Plane Cut

$P(\theta, \text{ at } \varphi=90^\circ)$ H-Plane Cut

כאשר כל חתך נמדד בשני קיטובים לינאריים ניצבים .

חתכי קרינה לאנטנת Omni



הצבת אנטנה כלל כיוונית בציר Z וביצוע 2 חתכי קרינה

$P(\phi, \text{at } \theta = \theta_0)$ Azimuth Cut

$P(\theta, \text{at } \phi = \phi_0)$ Elevation Cut

כאשר כל חתך נמדד בשני קיטובים לינאריים ניצבים

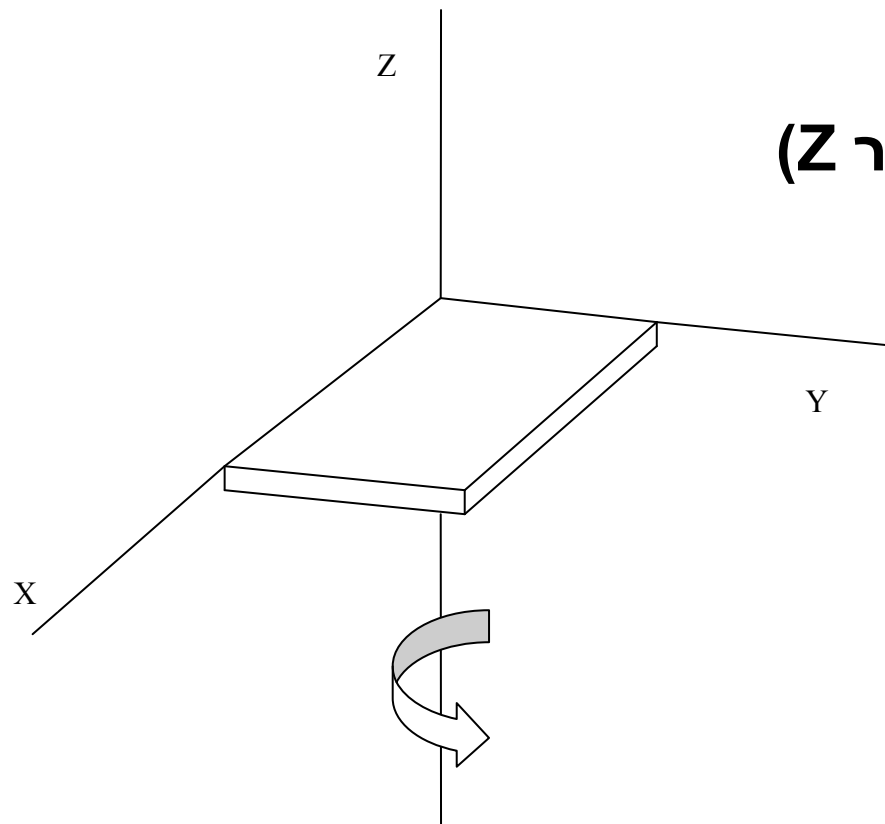
חתכי קרינה לאנטנה איזוטרופית

באנטנה איזוטרופית נדרשים לפחות 3 חתכים ומקובל לסמן אותם לפי מישורי האנטנה ולא לפי מישורי הקרינה. בכל מישור נרצה לבדוק את שני הקיטובים ולכן בסך הכל ידרשו 6 חתכי קרינה.

$P(\phi, \theta = 0^\circ)$	חתך xy
$P(\theta, \phi = 0^\circ)$	חתך xz
$P(\theta, \phi = 90^\circ)$	חתך zy

המידע המופק מחתכים אלה יהיה אחידות הכיסוי המרחבי והשבח המכסימלי או הממוצע בחתכים הראשיים.

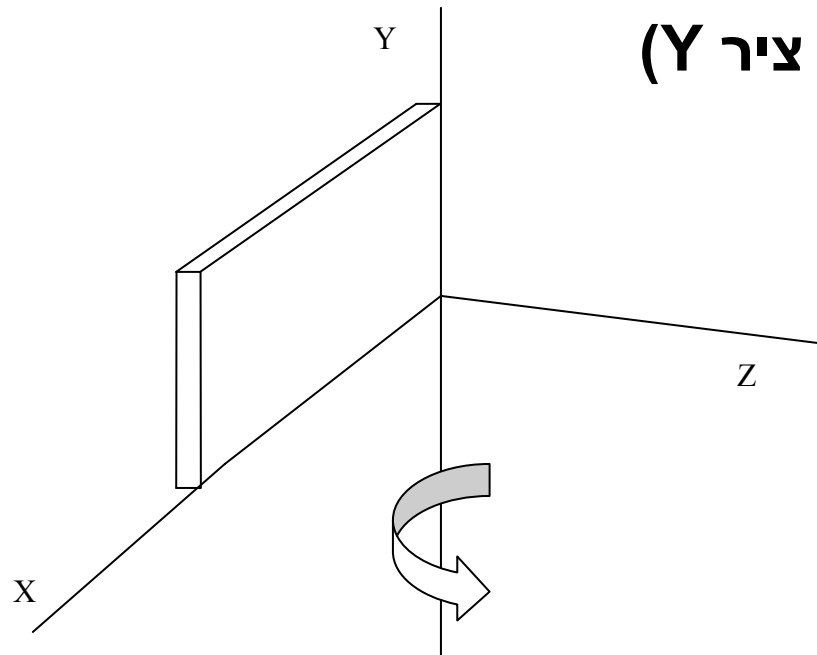
מדידת אנטנה איזוטרופית



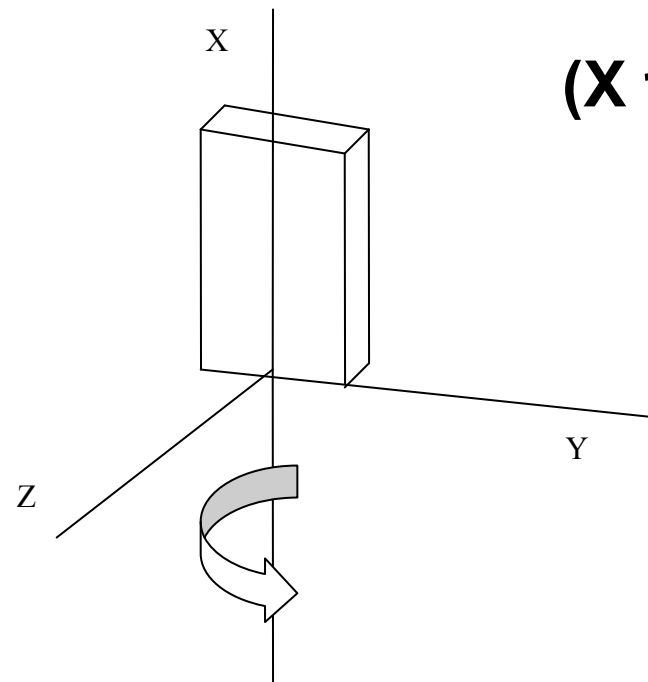
חתך במישור XY (סביב ציר Z)

מדידת אנטנה איזוטרופית

חתך במישור XZ (סביב ציר Y)



מדידת אנטנה איזוטרופית



חתך במישור ZY (סביב ציר X)

מדידת קורלציה

נניח שאפיינו את הקרינה המרחבית של שתי
אנטנות על ידי טבלת מספרים שיש בה m נקודות
דגימה בציר הסיבוב ו- n נקודות דגימה בציר
ההגבהה ובסך הכל $M = n \times m$. את עקום הקרינה
של כל אנטנה ננרמל כך שהקרינה המכסימלית בכל
טבלה תהיה 1 (בסקלה מוחלטת, לא לוגריתמית).
ההספק בריבוע המוקרן בכל אנטנה הוא :

$$P_1^2 = \sum P_i^2(\theta, \phi)$$

$$P_2^2 = \sum P_j^2(\theta, \phi)$$

מדידת קורלציה

הקורלציה בין האנטנות

(במובן המעטפת, שאינה מתחשבת בפאזה) היא :

$$\text{Correlation (1,2)} = \frac{\sum P_i P_j}{\sqrt{P_1^2 \times P_2^2}}$$

מדידת קורלציה

כדי למדוד קורלציה בצורה יסודית צריך לבצע
מספר רב של חתכי קרינה ולדגום את המרחב כראוי

למשל 36 חתכי הגבהה (כל 10°)

בכל חתך 90 נקודות (כל 2°)

כפול 2 קיטובים

בפאזה ובאמפליטודה

ב-4 תדרים

סה"כ 51840 דגימות עבור כל אנטנה

מדידת קורלציה



חברת SATIMO
מציעה כיפה או
קשת של גלאים
המודדים את
הקרינה בו זמנית.

שיטה טובה ויקרה

מדידת קורלציה

חכמי הדור סבורים כי קיים קשר הדוק בין הקורלציה לבין הצימוד בין אנטנות.

ברוב המכריע של המקרים (אנטנות קטנות עם אלומה רחבה, עם גיוון מרחבי וקיטובי, בערוץ ללא קו ראייה) אם הצימוד חלש גם הקורלציה נמוכה.

מדידת צימוד בין אנטנות S12 בנתח רשת לוקחת 5 דקות (בעיקר כדי למצוא את הכבלים).

10. תוצאות מעשיות וסיכום

IEEE J. on selected areas in comm. 21, 703-712
השוואה בין תצורות שונות של הצבת אנטנות

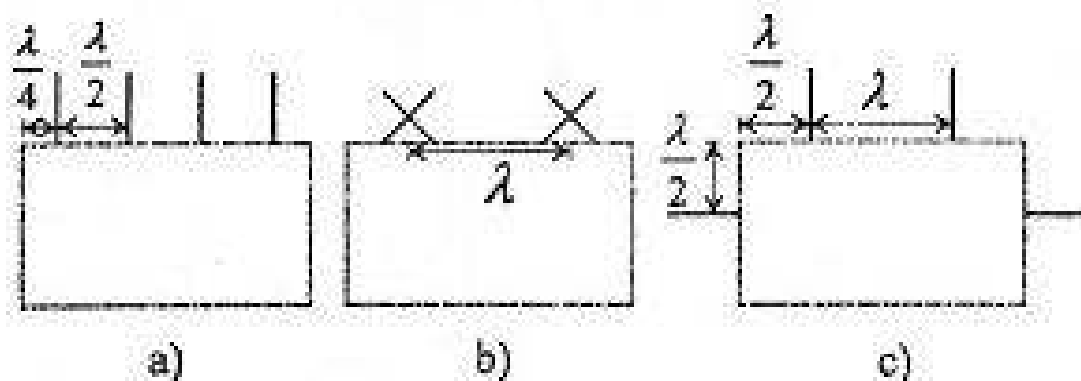


Fig. 5. Simulated antenna configurations. (a) Four vertical half-wavelength dipoles (referred as "4 ver"). (b) Two cross dipoles (referred as "2 cross"). (c) Two horizontal and two vertical dipoles (referred as "2 ver, 2 hor").

תוצאות מעשיות

קיבול הערוץ תלוי במספר האנטנות ובהצבתן

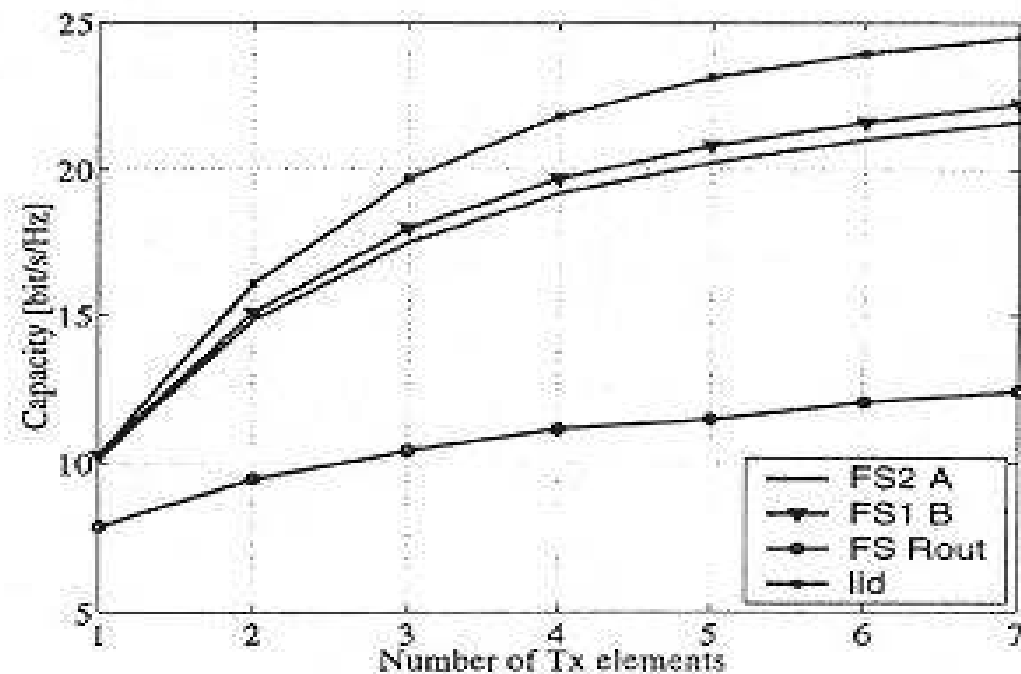


Fig. 11. Capacity as a function of number of FS antenna elements in different environments. The number of elements has been four at the MS.

CDF

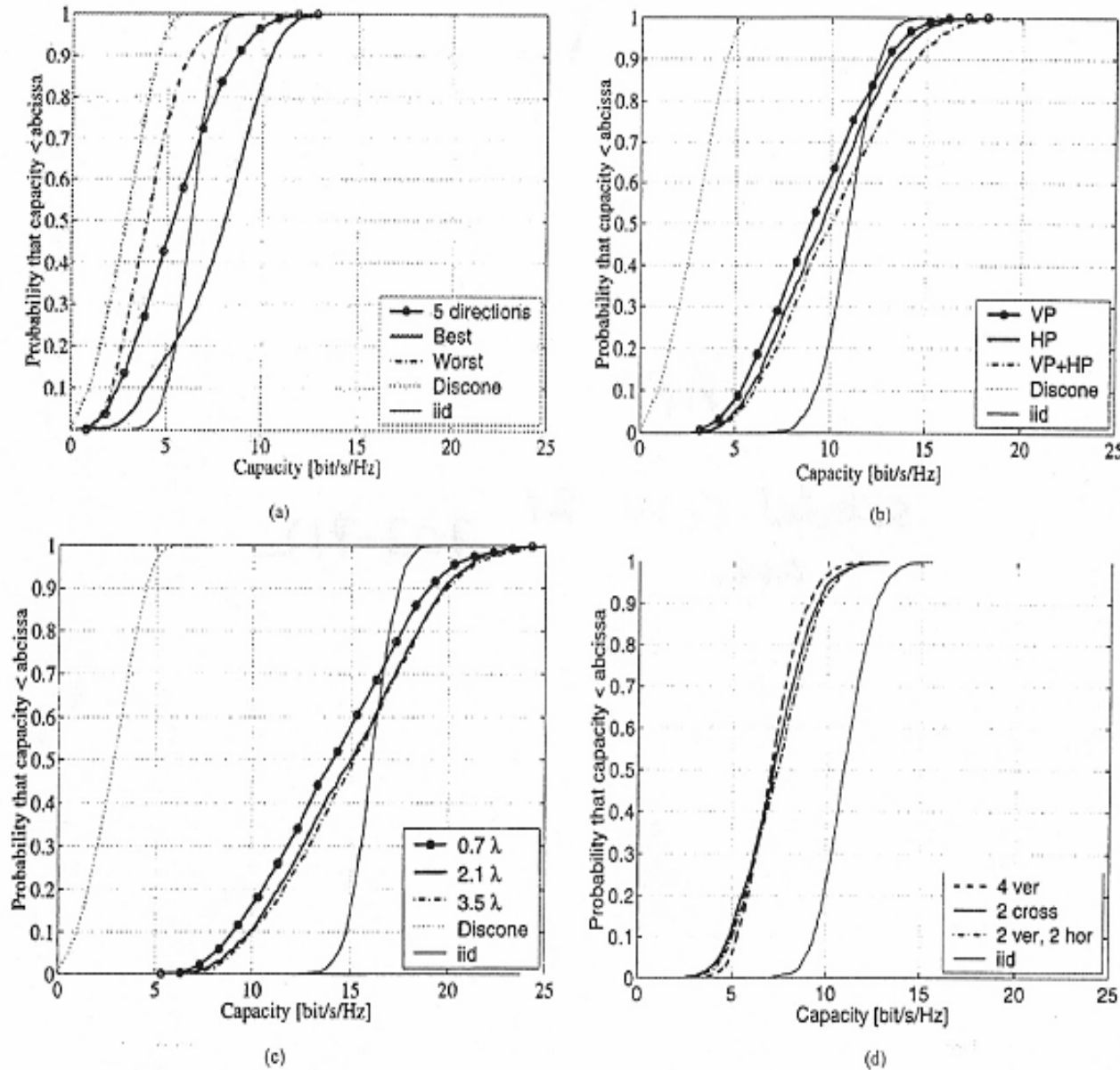


Fig. 9. Capacity results in the indoor environment FS2 "A." (a) Case 1, the effect of azimuth orientation, $n_T = 4$, $n_R = 2$. (b) Case 2, the effect of polarization, $n_T = 4$, $n_R = 4$. (c) Case 3, the effect of Tx element spacing, $n_T = 4$, $n_R = 8$. (d) Case 4, the dipole study, $n_T = 4$, $n_R = 4$.

תוצאות מעשיות

AP-52, 2810-2824

קיבול הערוץ תלוי במרחק בין האנטנות

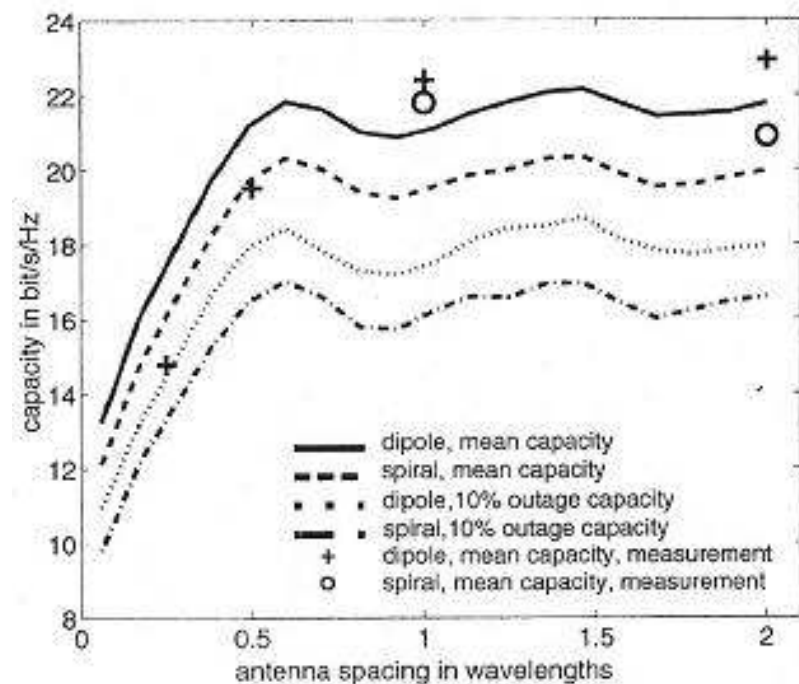


Fig. 11. Simulated and measured outage capacities for arrays of 2 dipole and spiral antennas in an indoor environment as a function of antenna spacing. Reprinted from [117] with permission (© 2002 IEEE).

תוצאות מעשיות

קיבול הערוץ תלוי בצימוד ההדדי בין האנטנות

האנטנה בגודל 5λ
מספר האלמנטים M

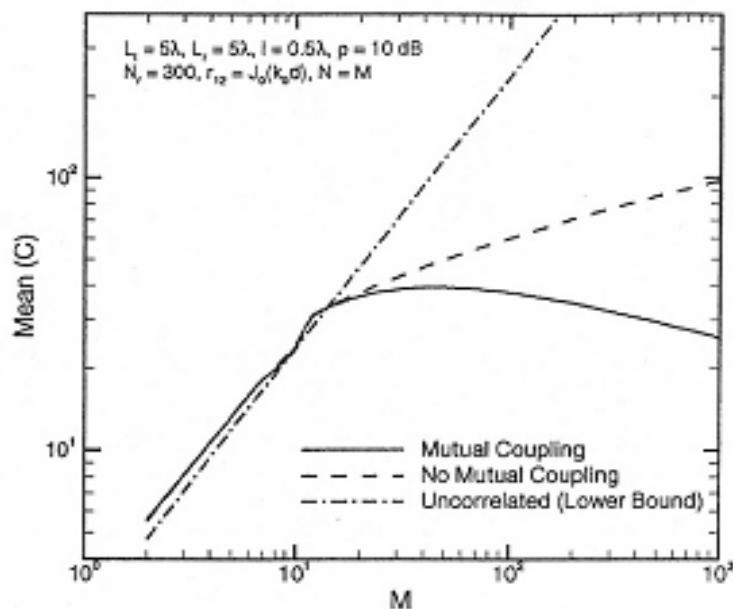


Fig. 13. Impact of mutual coupling on arrays of length 5λ as the number of elements increases. Reprinted from [146] with permission (© 2002 IEEE).

תוצאות מעשיות

AP-49, 1271-1281

השוואה בין סוגי גיוון שונים

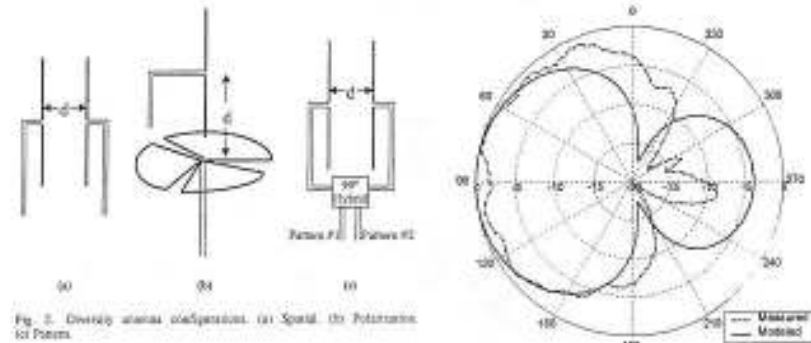


Fig. 2. Diversity antenna configurations: (a) Spatial, (b) Polarization, (c) Polarization.

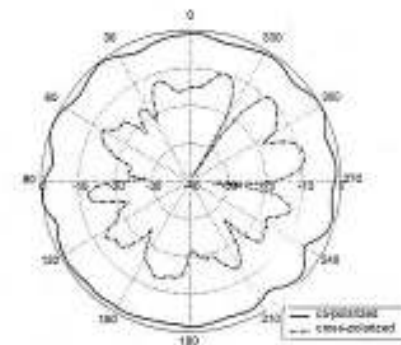


Fig. 3. Normalized measured co- and cross-polarized antenna 1D-plane patterns for the big wheel antenna. Mean co-polarized is mean cross-polarized is approximately 1.3 dB. Maximum co-polarized to maximum cross-polarized is approximately 9 dB.

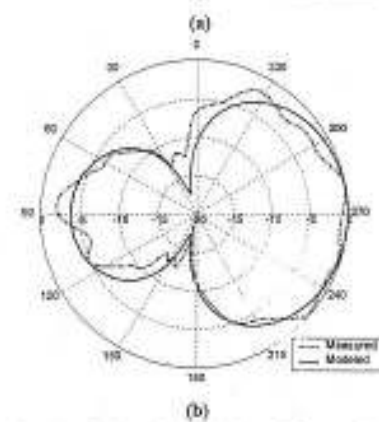


Fig. 4. Normalized measured and modeled patterns for the patch diversity antenna configuration of Fig. 2(c) with antenna spacing $d = 0.25$ wavelength: (a) pattern 1 and (b) pattern 2.

תוצאות מעשיות

AP-49, 1271-1281 אפקטים חזקים של צימוד הדדי

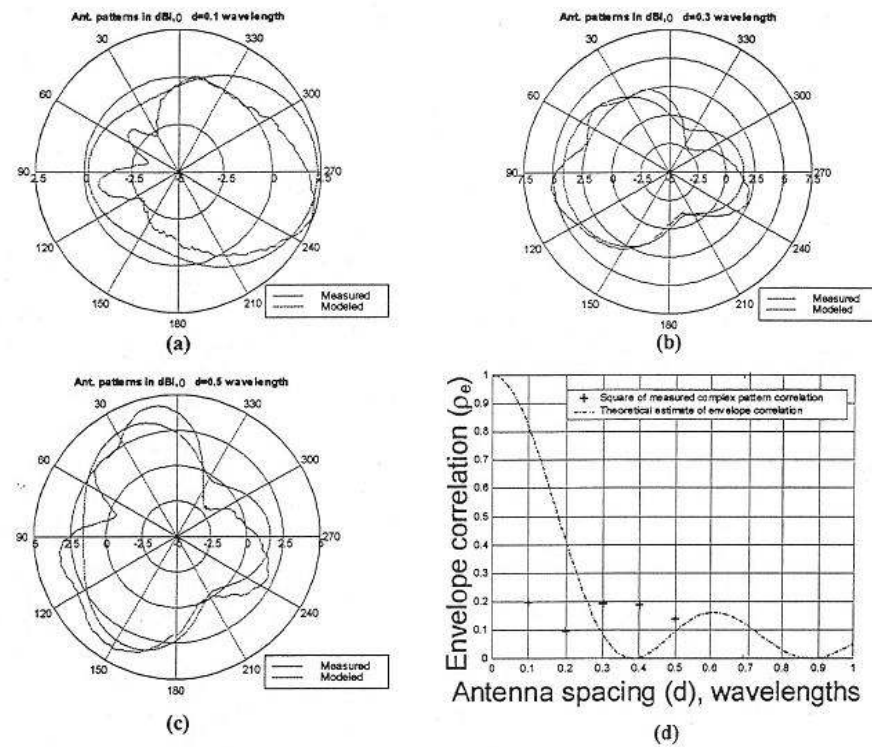


Fig. 5. Effects of mutual coupling. (a) Azimuth pattern of dipole with 0.1λ spacing. (b) Azimuth pattern of dipole with 0.3λ spacing. (c) Azimuth pattern of dipole with 0.5λ spacing. (d) Squared correlation of complex pattern versus spacing, measured, and theoretical for omnidirectional patterns.

תוצאות מעשיות

AP-49, 1271-1281

קורלציה, "חוסר איזון", "הגבר גיוון"

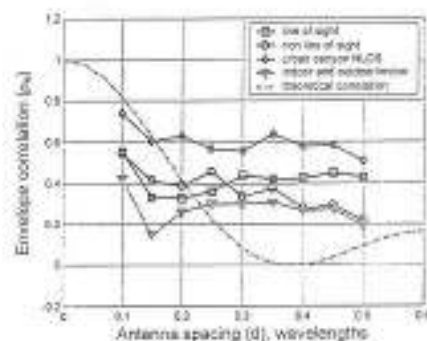


Fig. 8. Envelope correlation as a function of antenna spacing for LOS, NLOS, urban canyon, and indoor-outdoor scenarios.

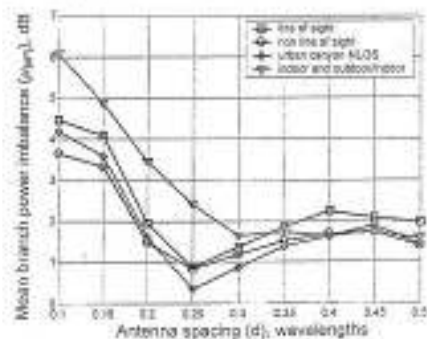
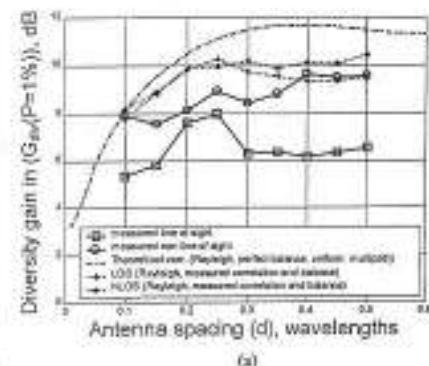
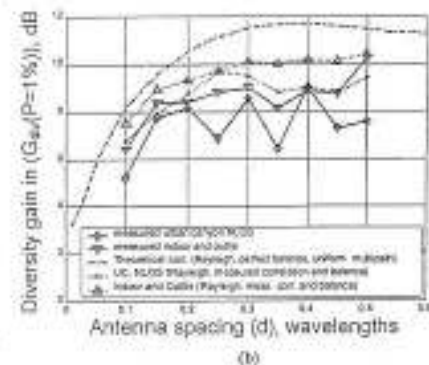


Fig. 9. Branch power imbalance versus antenna spacing.



(a)

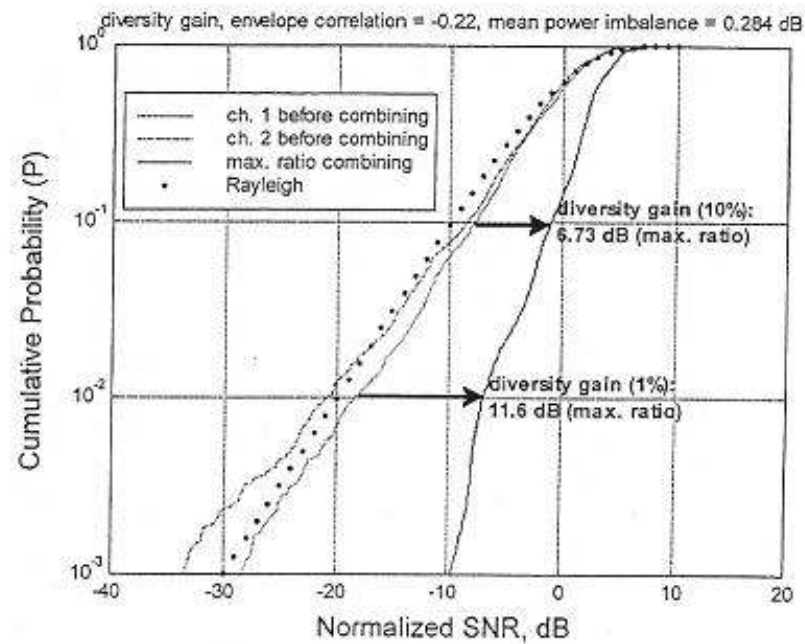


(b)

Fig. 11. Diversity gain as a function of antenna spacing for (a) indoor LOS and NLOS and (b) urban canyon and indoor-outdoor scenarios.

תוצאות מעשיות

AP-49, 1271-1281 CDF



Cumulative distribution function of signals before and after diversity combining, showing diversity gain, for an urban NLOS measurement.

תוצאות מעשיות

AP-49, 1271-1281 מקדם K, קורלציה, הגבר גיוון

TABLE I
CATEGORIES OF MEASUREMENT SETS WITH STATISTICS OF THE MEASUREMENT SET MEAN VALUES. G_{div} IS THE DIVERSITY GAIN AT THE 99% RELIABILITY LEVEL WITH MAXIMAL RATIO COMBINING

	K		ρ_{θ}		G_{div}	
	μ	σ	μ	σ	μ	σ
Line-of-sight (LOS)	1.86	0.22	0.42	0.04	6.44	0.15
Non line-of-sight (NLOS)	1.16	0.58	0.36	0.09	8.81	0.75
Urban Canyon, non line-of-sight (UCN)	1.29	0.26	0.6	0.03	7.43	0.4
Indoor and Outdoor-to-indoor (I, OD)	0.63	0.08	0.27	0.22	8.57	0.41

TABLE II
STATISTICS FOR EACH MEASUREMENT LOCATION

Antenna Configuration	Channel	Ricean Parameter K	Envelope correlation	Power imbalance, dB	Div. gain in dB with max. ratio, 99% reliability	Div. gain in dB with selection, 99% reliability
Spatial	NLOS1*	1.00	0.12 – 0.56	0.9 – 2.5	8.9 – 10.3	7.5 – 8.9
	NLOS1A*	0.70	0.12 – 0.49	0.7 – 4.4	7.4 – 10.4	6.0 – 9.0
	NLOS2*	2.01	0.27 – 0.72	0.6 – 3.8	6.4 – 9.9	4.7 – 8.3
	UCN1*	1.10	0.50 – 0.74	0.4 – 4.5	5.6 – 9.6	4.1 – 8.2
	UCN2*	1.47	0.45 – 0.74	0.3 – 3.8	4.7 – 8.3	3.3 – 7.0
	NLOS3 [†]	0.92	0.29 – 0.60	1.2 – 3.9	6.2 – 10.6	4.6 – 9.0
	LOS1**	1.95	0.38 – 0.56	1.1 – 3.7	4.5 – 7.7	2.9 – 6.0
	LOS2*	2.03	0.23 – 0.48	0.3 – 6.1	4.9 – 8.2	3.1 – 6.5
	LOS3**	1.61	0.30 – 0.69	1.4 – 3.9	4.7 – 7.7	3.2 – 6.1
	OI ^{††}	0.68	0.36 – 0.52	1.2 – 5.9	6.1 – 11.3	4.8 – 10.0
	I [‡]	0.57	-0.67 – 0.42	1.6 – 6.2	6.7 – 9.3	5.5 – 7.8
Polarization	NLOS1A*	0.79	-0.013	3.1	9.2	7.8
	NLOS3 [†]	1.15	-0.052	5.2	8.6	6.8
	UCN1*	1.10	0.26	6.7	6.8	5.3
	UCN2*	1.32	0.12	13.0	3.3	1.9
	LOS1***	1.48	0.03 – 0.39	4.3 – 4.8	5.5 – 8.7	4.1 – 7.0
	LOS2*	2.06	0.23	3.8	6.3	4.5
	LOS3**	1.45	0.17	8.4	3.9	2.1
	OI ^{††}	0.69	0.34	1.5	9.5	8.0
	I [‡]	0.44	0.07	1.5	10.6	9.5
Pattern	NLOS1A*	1.20	-0.13 – 0.08	5.6 – 6.2	9.2 – 11.2	7.9 – 9.7
	NLOS3 [†]	0.98	0.12	6.7	6.5	5.3
	UCN1*	1.61	0.31	7.2	6.7	5.2
	UCN2*	1.33	0.32	6.5	7.8	6.1
	LOS2*	2.40	0.22	6.0	3.8	1.7
	LOS3**	1.40	0.19	7.1	4.8	3.7
	OI ^{††}	0.58	0.17	5.2	8.9	7.2
	I [‡]	0.43	0.02	2.3	7.6	6.0

* Urban, ** Suburban, [†] Rural, ^{††} Outdoor-to-Indoor, [‡] Indoor, ^{‡‡} Crossed dipoles

השוואה
מסכמת בין
סוגי גיוון

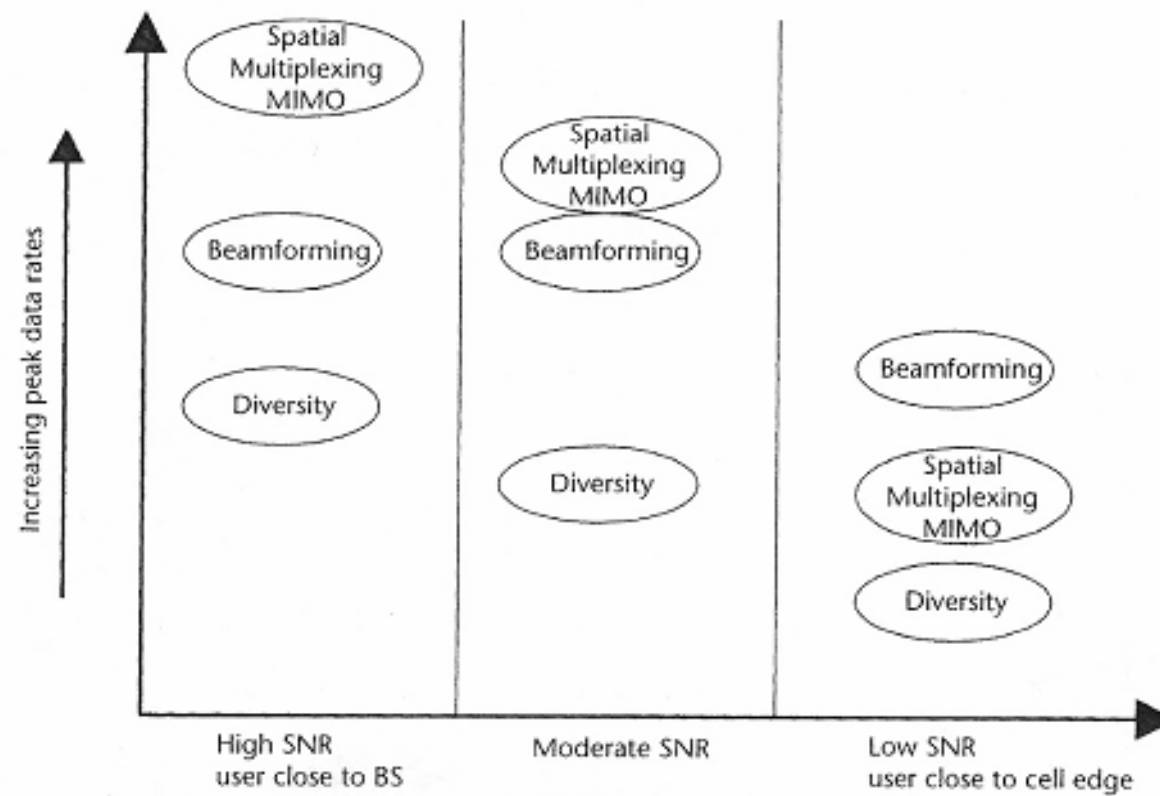
סיכום

Scheme	M_T	M_R	Example	Benefits
SISO	1	1	No transmit or receive diversity	No diversity
SIMO	1	> 1	Receive diversity, beamforming, beam steering	Diversity proportional to M_R . Array gain interference reduction with beamforming.
MISO	> 1	1	Transmit diversity, beamforming, beam steering	Diversity proportional to M_T . Array gain interference reduction with beamforming.
MIMO	> 1	> 1	Use of multiple antennas at both the transmitter and receiver	Diversity proportional to the product of M_T and M_R . Array gain (coherent combining assuming prior channel estimation).

MIMO Performance Comparison

Low SINR region	<p>Some diversity order.</p> <p>Reduced outage probability → lower link margin required → better coverage.</p> <p>No significant increase in average data rate.</p>
Moderate to high SINR region	<p>Significant increase in average data rates over SIMO (by exploiting parallel channels to increase link throughput).</p> <p>High SNR → throughput increases with link dimensionality (see Figure 10.9).</p> <p>Large diversity reduces variability of link data rate.</p>

סיכום



מראי מקום

אתר מעולה הנכנס לרזי הרזים של עולם ה-MIMO:
www.ant.uni-bremen.de/teaching/index.html

ספר מעמיק ומפורט על ריבוי אנטנות :
S. Barbarossa, Multiantenna Wireless Communication
systems, ARTECH 2005

ספר טוב על אנטנות חכמות (פחות על MIMO) :
A. El Zooghby, Smart Antenna Engineering, ARTECH, 2005

ספר חדש ומעודכן ביותר בנושא אנטנות :
J. L. Volakis, (ed.) Antenna Engineering Handbook, chapters
36, 39, 50, 57, 58, McGraw Hill, 2007

מאמרים מנחים:

- [1] J.B. Andersen, Antenna Arrays in Mobile Communications: Gain, Diversity and Channel Capacity IEEE Antennas and Propagation Magazine, April 2000, pp. 12-16 **קצר ולעניין**
- [2] C.B. Dietrich et al, Spatial, Polarization and Pattern Diversity for Wireless Handheld Terminals, IEEE AP-49, September 2001, pp. 1271-1281. **מאמר חשוב עם הרבה תוצאות משמעותיות**
- [3] T.K. Sarkar et al, A Survey of Various Propagation Models for Mobile Communications, IEEE Antenna and Propagation Magazine, June 2003. pp. 51-81. **מקור מידע מצוין בנושא התפשטות**
- [4] D.W Bliss et al, MIMO Wireless Communication Channel Phenomenology, IEEE AP-52, August 2004, pp. 2073-2082. **רקע הנדסי איכותי ותוצאות מדודות רבות**
- [5] M.A. Jensen, J.W. Wallace, A Review of Antennas and Propagation for MIMO Wireless Communications, IEEE AP-52, November 2004, pp. 2810-2824. **סקירה מעולה באנטנות המאמר הנדרש ביותר בנושא אנטנות בשנתיים האחרונות**
- [6] K.T. Wong et al, Fast Polarization hopping Transmission Diversity to Mitigate Prolonged Deep Fades in Indoor Wireless Communications, IEEE Antennas and Propagation Magazine, June 2006, pp. 20-27. **חידושים אחרונים**