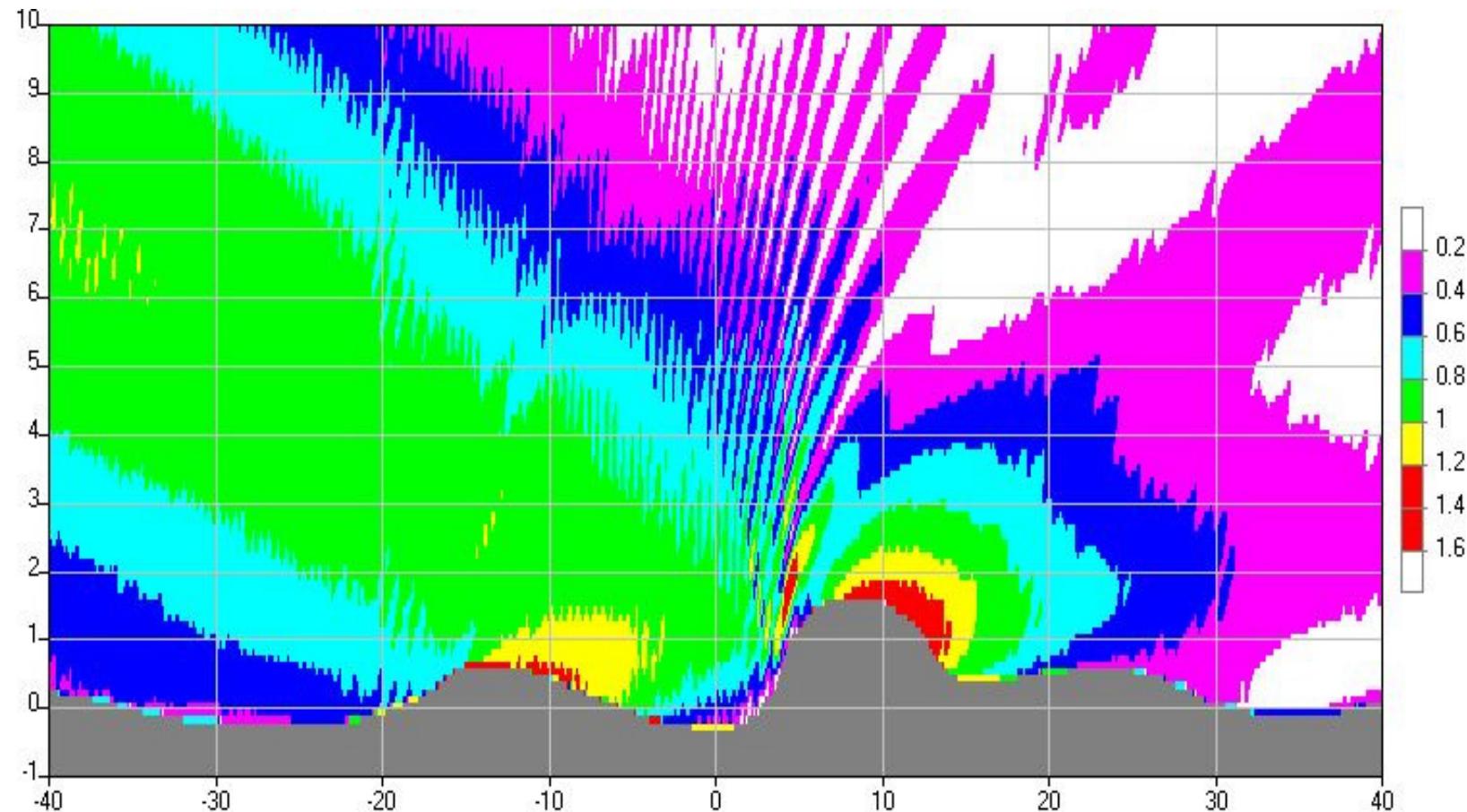
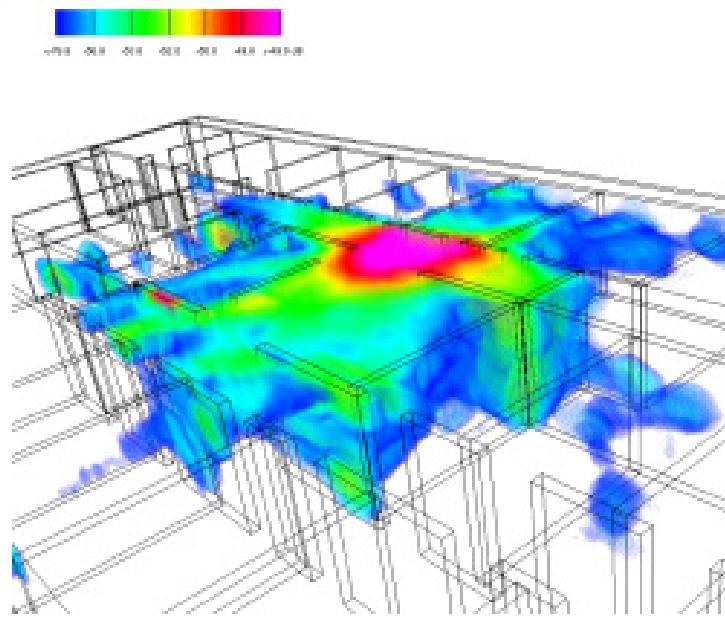


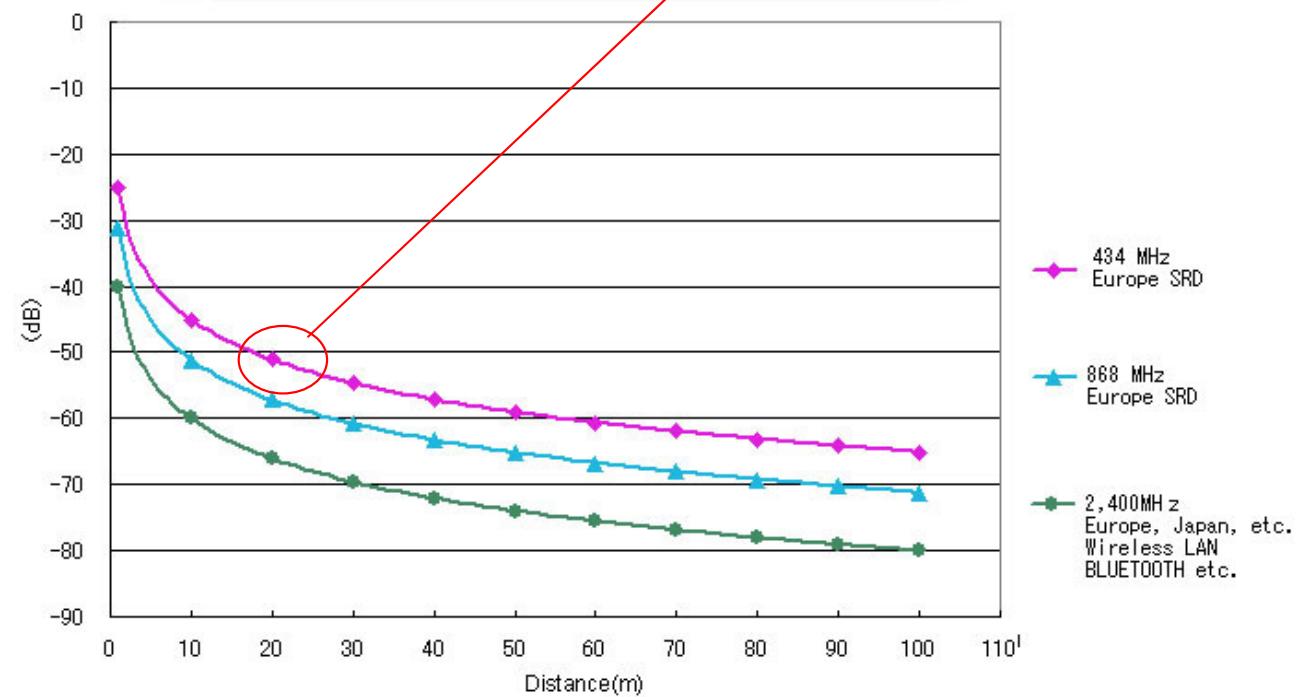
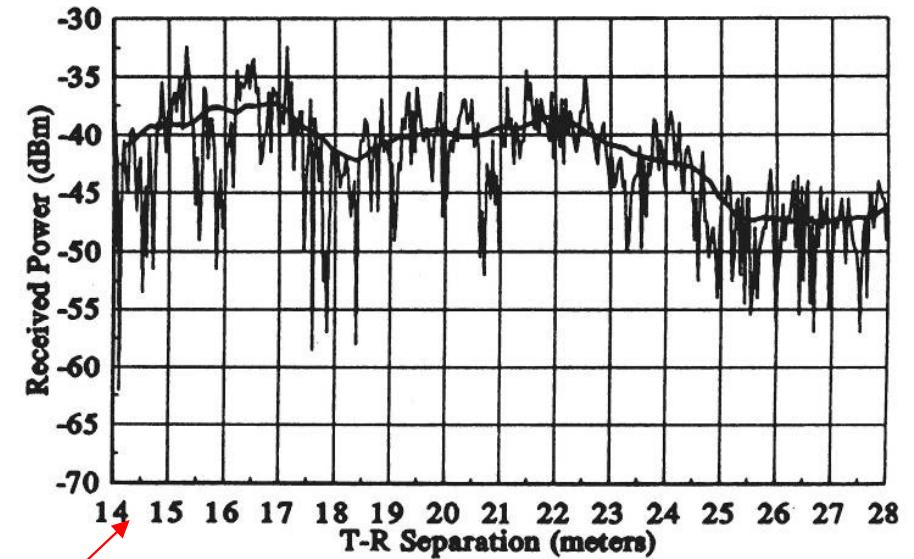
Ausbreitung von Radiowellen I



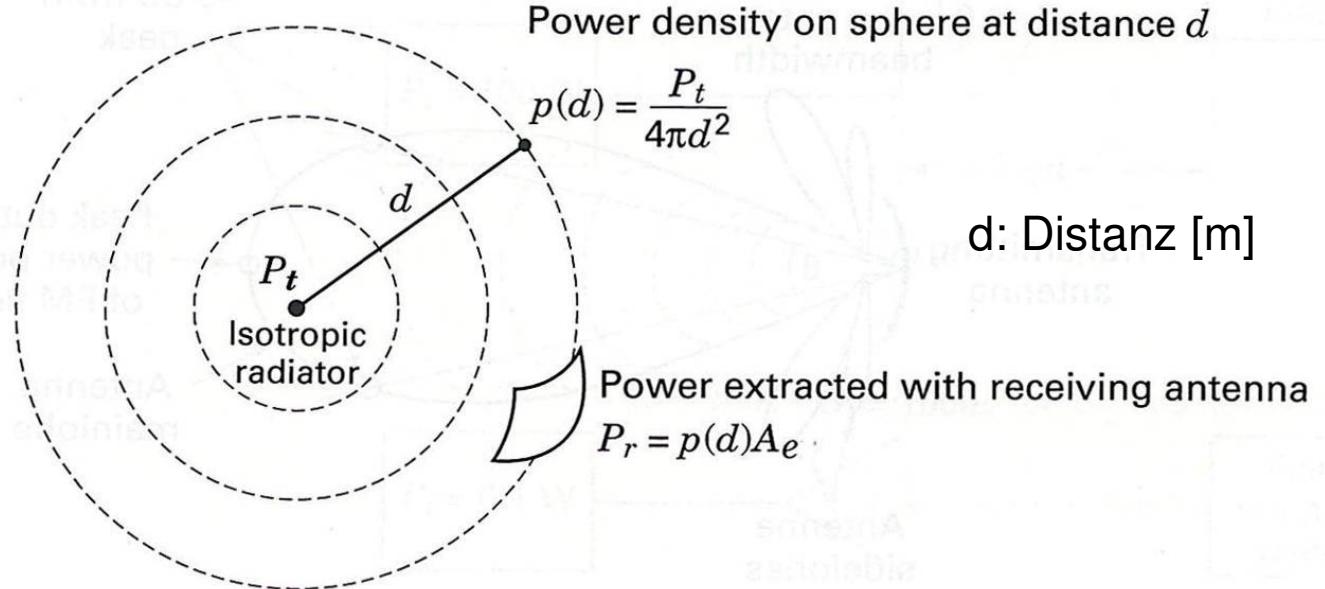
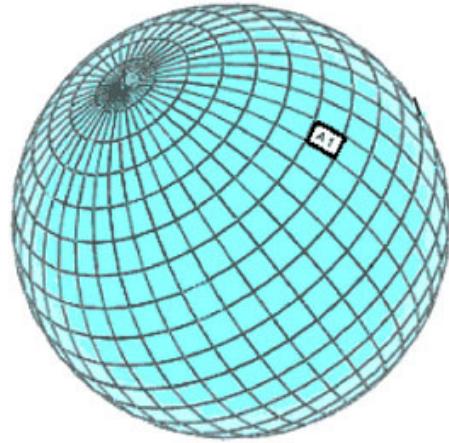
© Roland Küng, 2013



Large and Small Scale Model



Freiraumausbreitung



Leistungsdichte $p(d)$ [W/m^2]

$$p(d) = \frac{P_t}{4\pi \cdot d^2}$$

P_t : Sendeleistung [W]

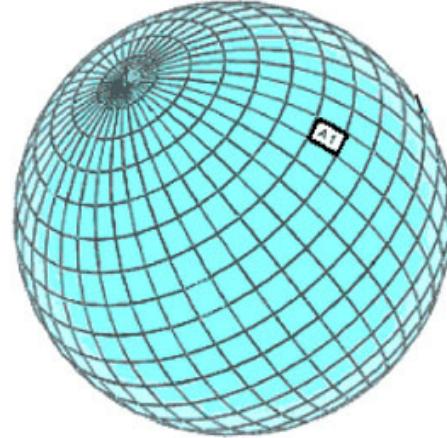
Empfangsleistung P_r [W]

$$P_r = p(d) \cdot A_e = \frac{P_t \cdot A_e}{4\pi \cdot d^2}$$

A_e : äquivalente Antennenfläche [m^2]

$$\text{Isotroper Strahler: } A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

Antennenfläche Ae

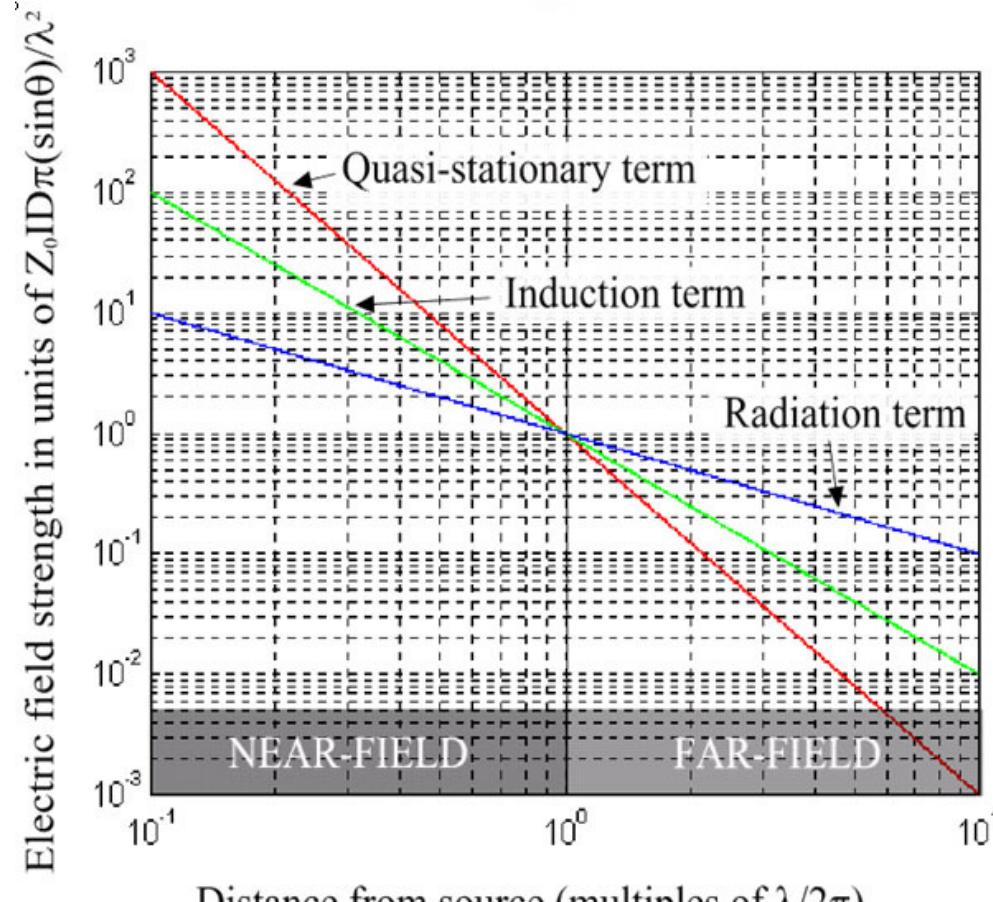


Parabolreflektor:

$$A_e \approx D^2$$

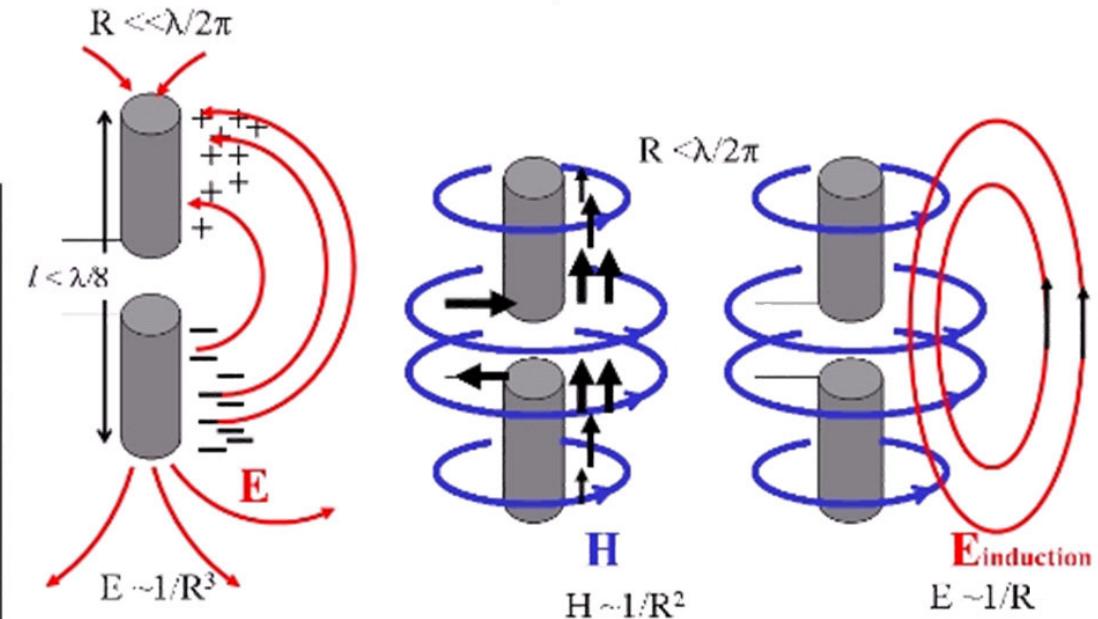
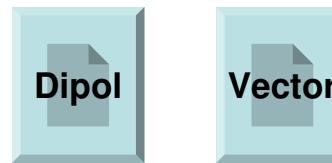
D: Durchmesser





Im Fernfeld dominiert **Radiation Term**

Nahfeld - Fernfeld

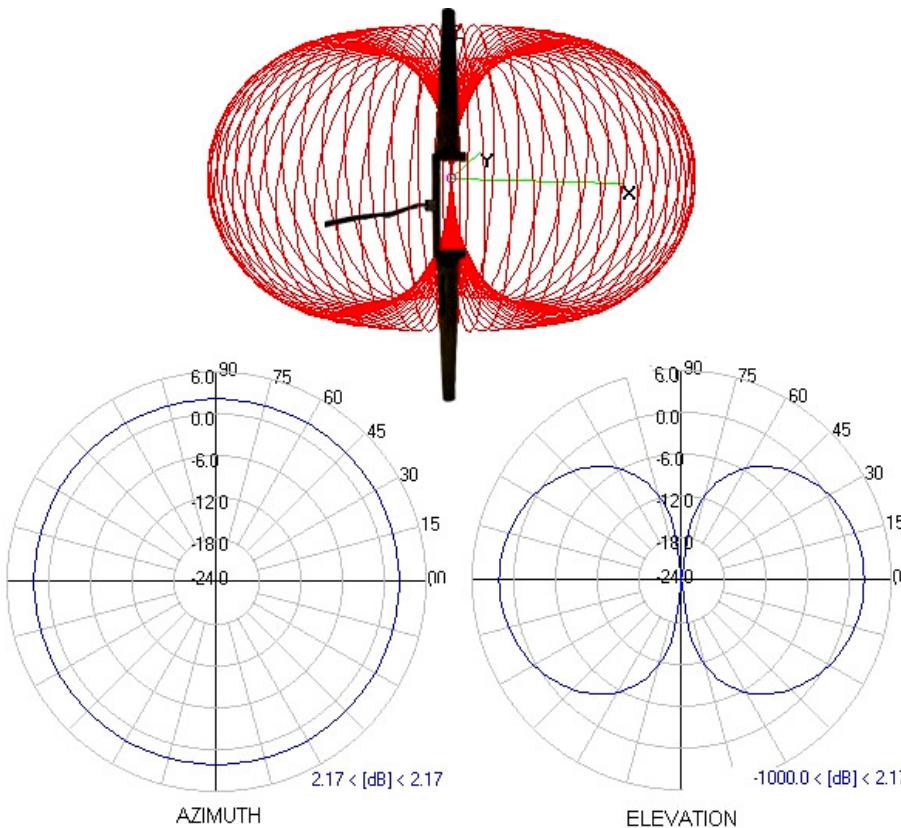


Fernfeld beginnt bei:

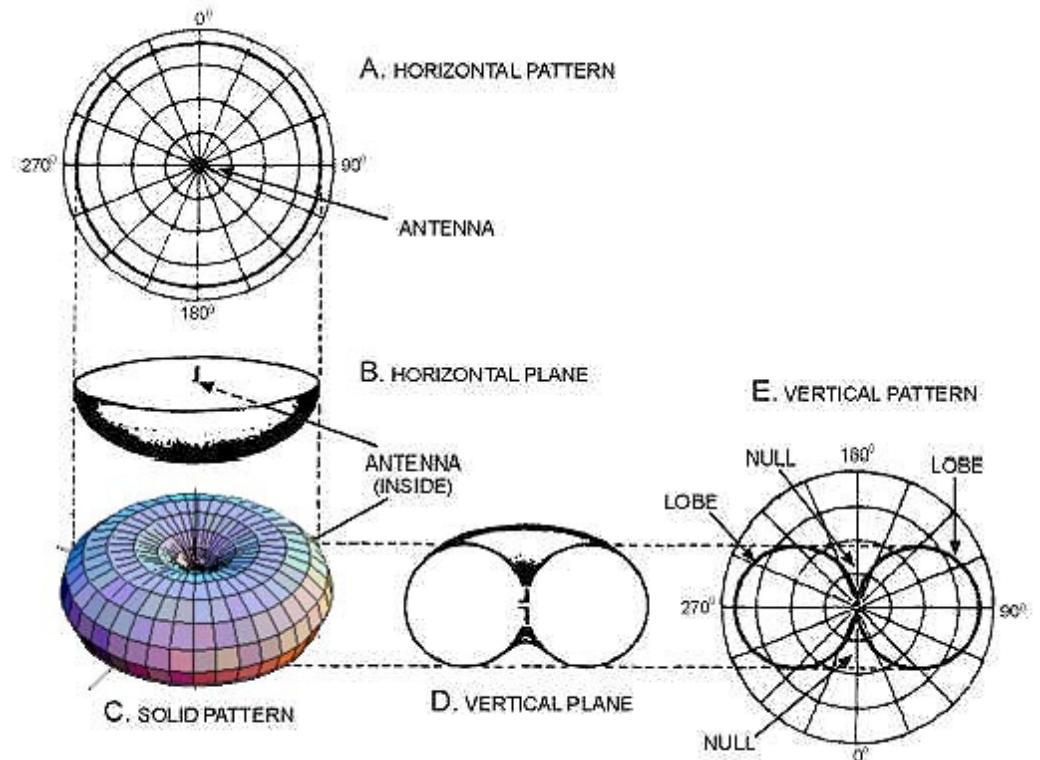
$$d \gg \frac{2 \cdot D^2}{\lambda} \quad d \gg \lambda \quad d \gg D$$

D: grösste Dimension der Antenne
 λ : Wellenlänge

Antennen Basics



Charakterisierung 3D Diagramm durch:
horizontales (Azimuth) und
vertikales Pattern (Elevation)

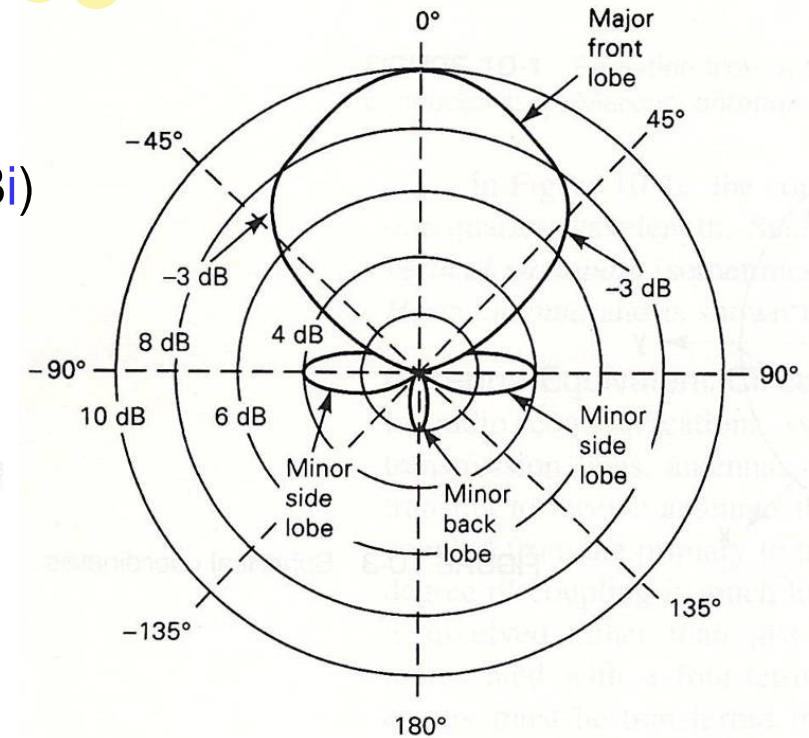
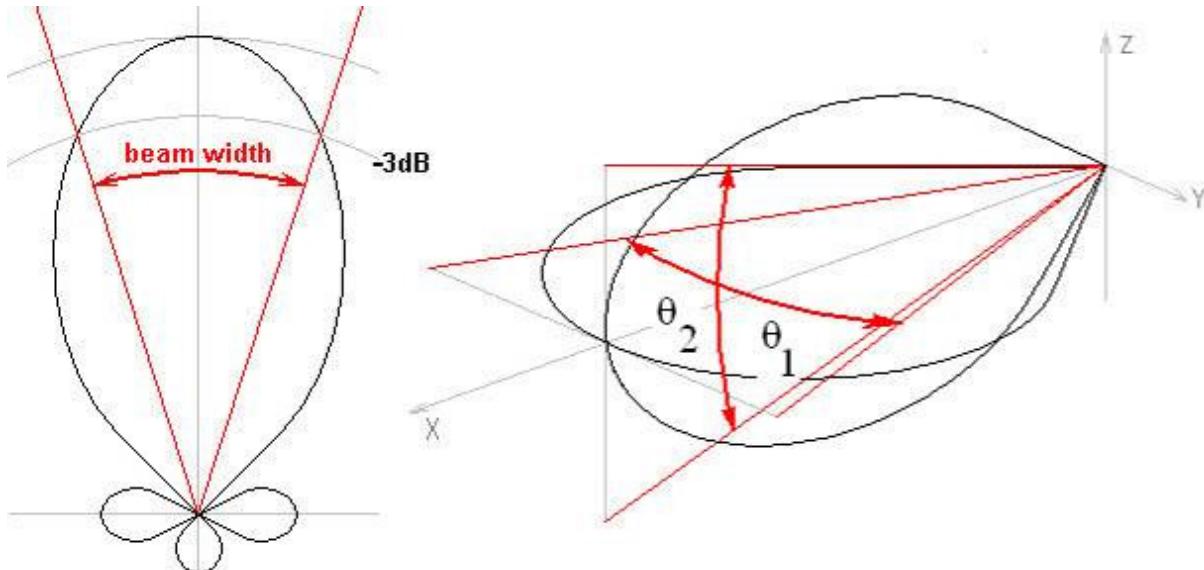


Bestimmung:

- Schnittebene vertikal und horizontal
- Im Fernfeld auf Kreisbahn laufen und Signalstärke messen
- 0 dB Bezug ist der isotrope Strahler

Antennen Basics

Praktische Antennen sind nicht isotrop
Sie haben einen **Gewinn G** in dB (genauer dB_i)



Horizontal, Vertikal - Diagramm

Flächenvergleich an Einheitskugel:
(Annahme: $\sin \theta \approx \theta$)

$$\theta_1 \cdot \theta_2 \cdot G \approx 4\pi$$

Aus Maxwell-Gl. für Empfang:

$$G = \frac{4\pi \cdot Ae}{\lambda^2} \quad \rightarrow Ae$$

Bsp. 868 MHz RFID Antenne:
Beilage Kap.1 .../~/kunr/ntm.html

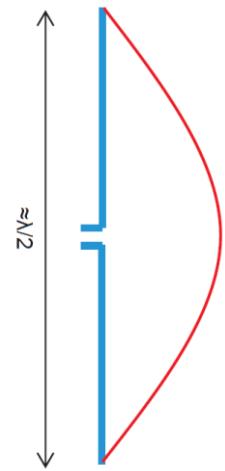
$$\lambda = \frac{c}{f}$$

Parabol
 $\theta^2 \cdot G \approx 4 \cdot \pi$

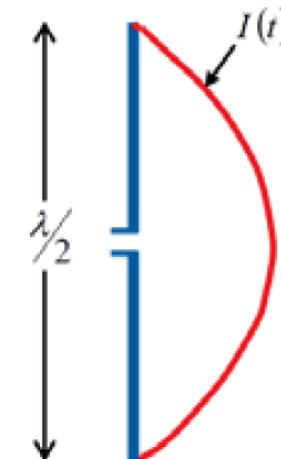
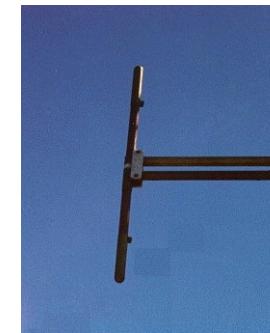
$$\theta = \frac{\lambda}{D}$$

D: Durchmesser

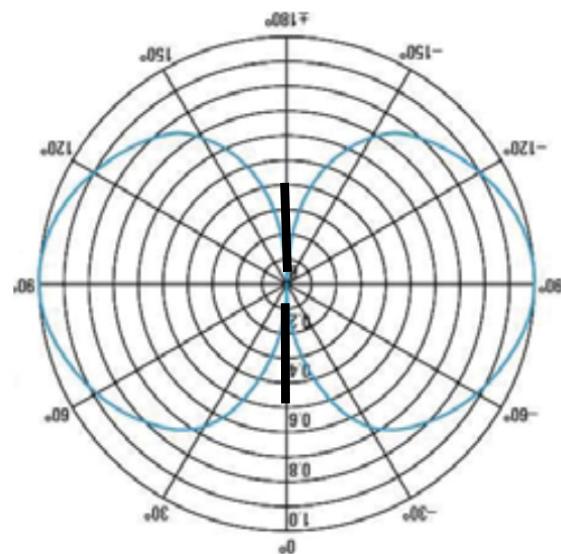
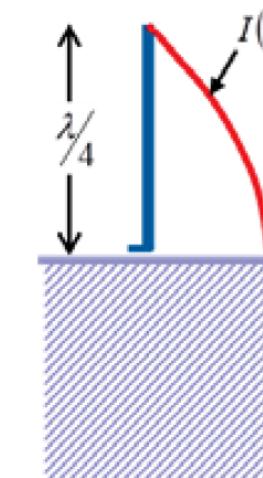
Dipol und Monopol



Stromverteilung am Dipol

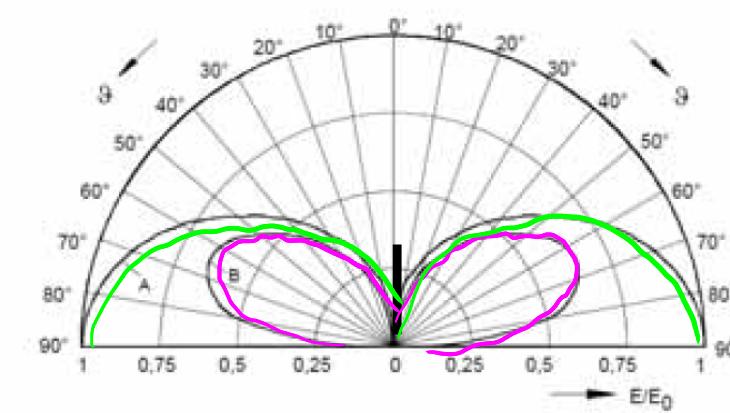


Dipol \rightarrow Monopol (i.A. vertikal polarisiert)



Vertikal
(Elevation)

$G = 2.1 \text{ dBi}$

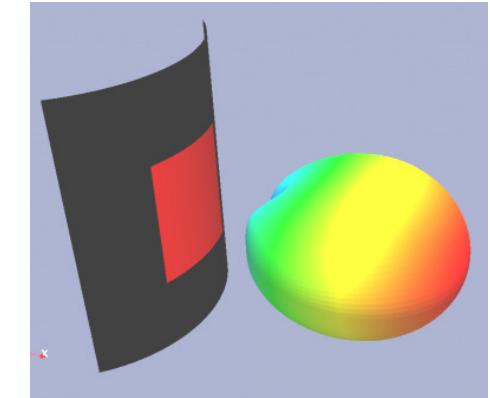
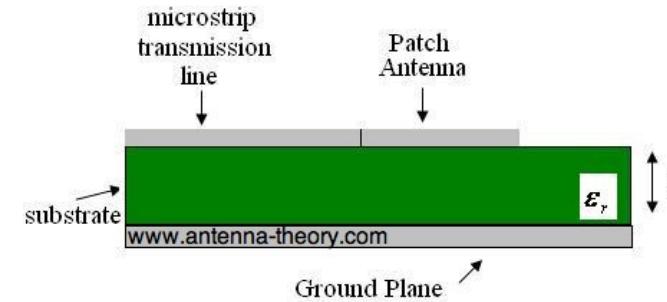
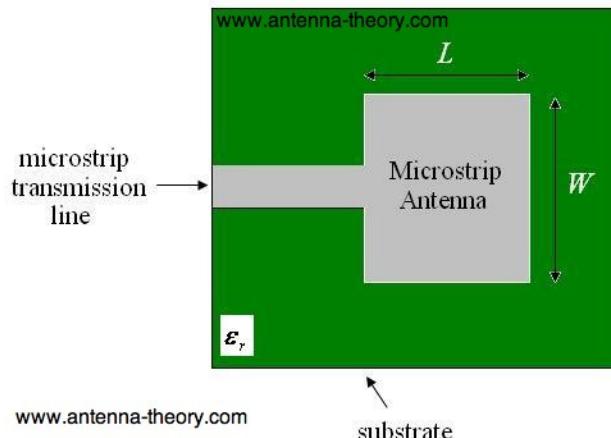


Pattern bei perfekter Erdfläche (A)
und schlecht leitender oder zu kleiner Erde (B)

$G = 5.1 \text{ dBi} \quad (\text{A})$

Patch Antennen

Flat , quadratic microstrip design

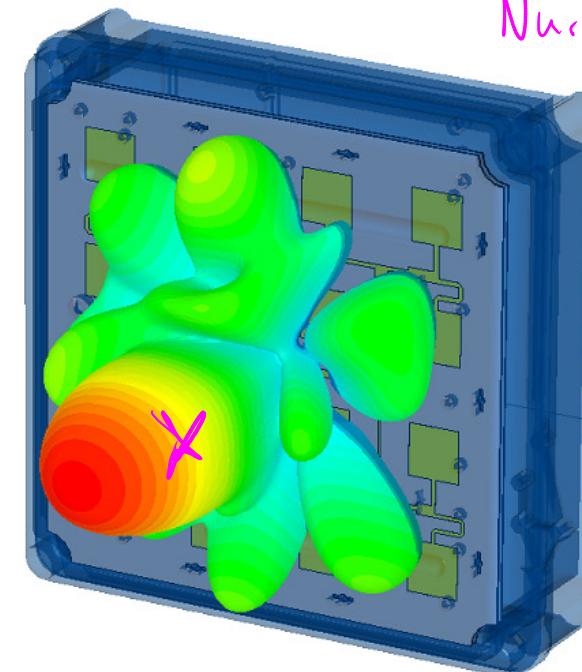


$$G = 4 \dots 8 \text{ dBi}$$



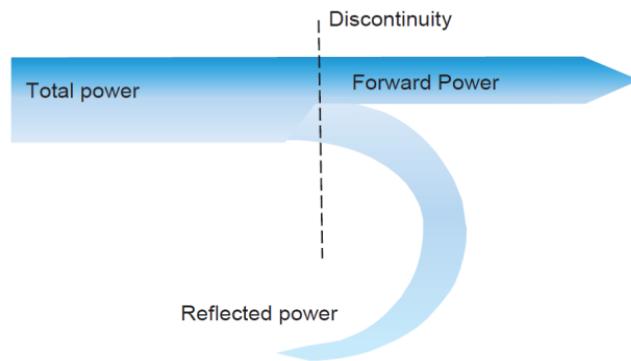
Arrays:

Gain	Beamwidth
6 dBi	80^0
10 dBi	58^0
13 dBi	35^0
19 dBi	20^0
21 dBi	17^0

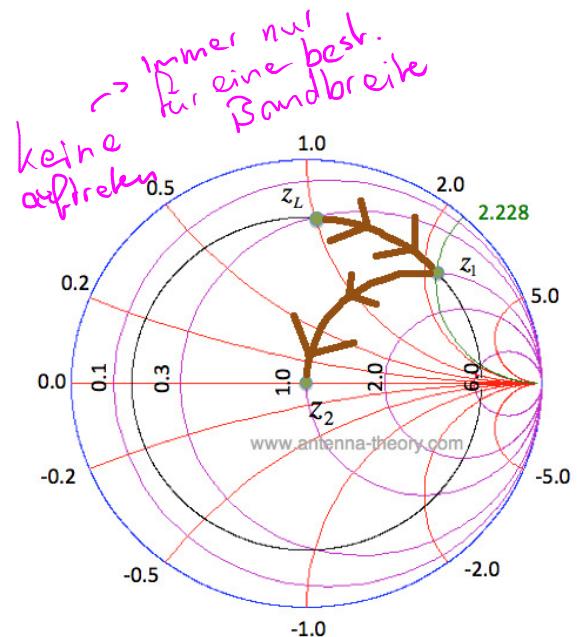
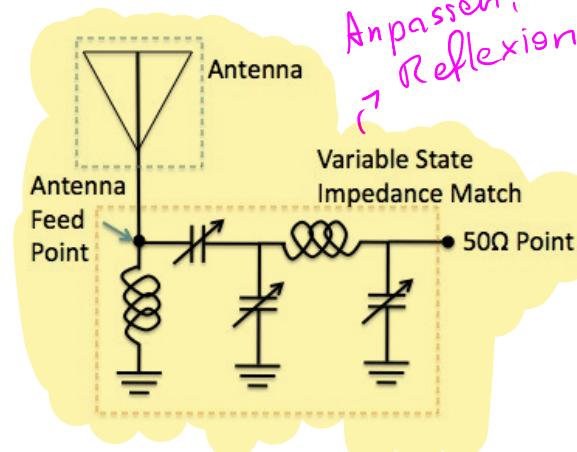


Nur in Haupt-Strahlrichtung überlagern sich die Wellen konstruktiv

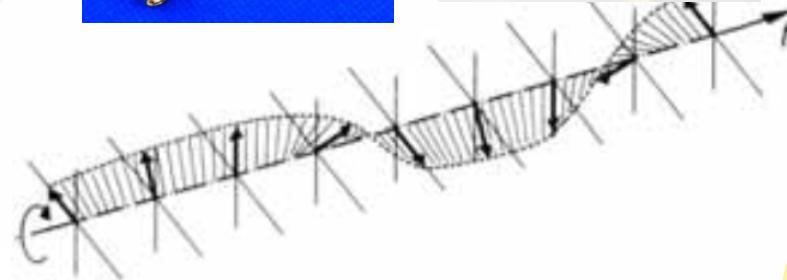
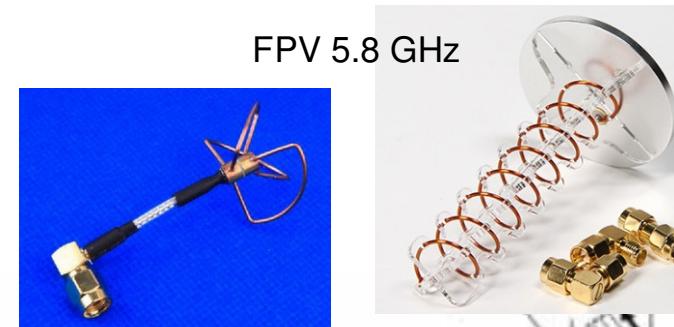
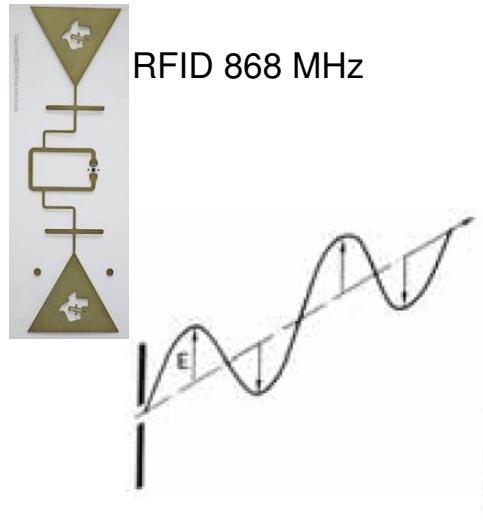
Array of Patches show higher directivity and gain



Antennen Basics



Impedanzanpassung der Antenne unerlässlich (Z_0), i.A. frequenzselektiv. Analyse im Smith Chart



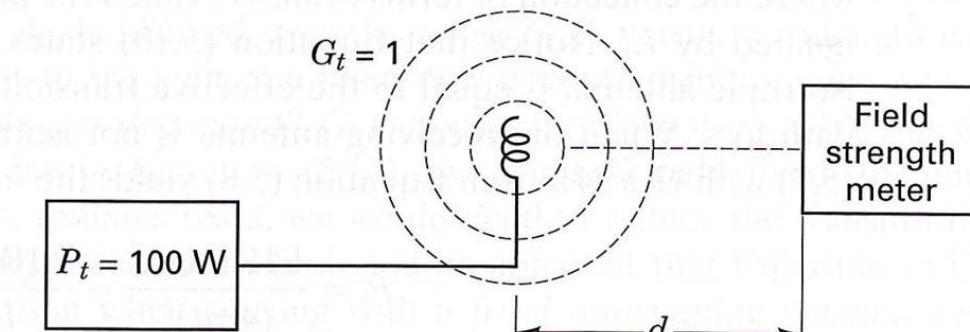
		↑	→	↷	↶
E vector of incoming signal	↑	0 dB	∞	3 dB	3 dB
	→	∞	0 dB	3 dB	3 dB
	↷	3 dB	3 dB	0 dB	∞
	↶	3 dB	3 dB	∞	0 dB

Verluste bei Polarisations Mismatch

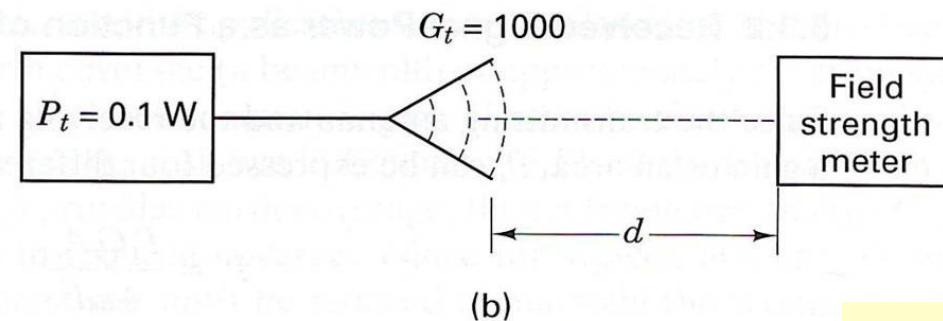
Zirkular / Kreuzpolarisation
(durch Helixantennen)

Vertikal Polarisation (V) und Rechts zirkulare Polarisation (RHCP)

Abgestrahlte Leistung: EIRP

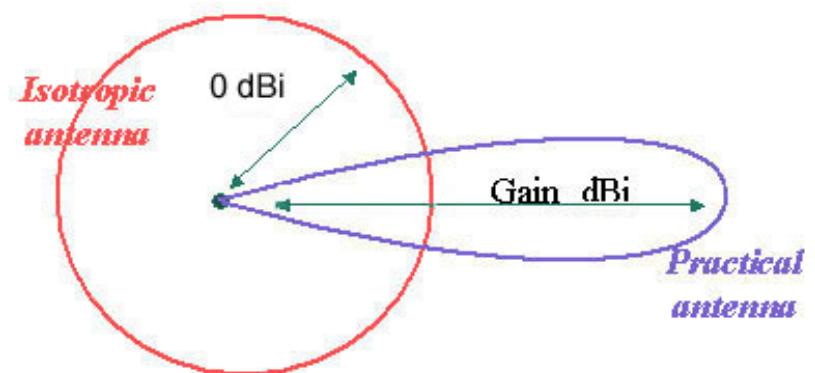


Transmitter



$$\text{EIRP} = P_t \cdot G_t$$

Gemessene Feldstärke auf Kreis um Sender in Abhängigkeit des Richtungswinkels für fixes P_t :



$$G = \frac{4\pi \cdot A_e}{\lambda^2} \quad G_{\text{dBi}} = 10 \cdot \log(G) \quad \lambda = \frac{c}{f}$$

Regulations beschränken fast immer das EIRP!

Note 1: EIRP = Effective Isotropic Radiated Power [W]

Note 2: Isotropic Antenna hat $G = 1$

Note 3: statt G_{dBi} steht oft nur G_{dB} oder G

Review dB, dBW, dBm

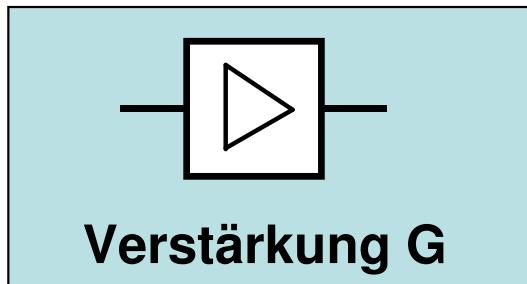
Z_0 System

$$P = \frac{V_{\text{eff}}^2}{Z_0} \quad \text{z.B.} \quad \frac{V_{\text{eff}}^2}{50}$$

$$P [\text{dBW}] = 10 \cdot \log \frac{P}{1 \text{ W}}$$

$$P [\text{dBm}] = 10 \cdot \log \frac{P}{1 \text{ mW}}$$

$$P [\text{dBm}] = P [\text{dBW}] + 30 \text{ dB}$$



$$P_{\text{out}} = G \cdot P_{\text{in}}$$

$$G[\text{dB}] = 10 \cdot \log \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}}$$

$$P_{\text{out}} [\text{dBm}] = P_{\text{in}} [\text{dBm}] + G[\text{dB}]$$

Leistung in Watt	Leistung in dB W	Leistung in dBm
10 W	10 dB W	40 dBm
1 W	0 dB W	30 dBm
100 mW	-10 dB W	20 dBm
10 mW	-20 dB W	10 dBm
8 mW	-21 dB W	9 dBm
5 mW	-23 dB W	7 dBm
4 mW	-24 dB W	6 dBm
2.5 mW	-26 dB W	4 dBm
2 mW	-27 dB W	3 dBm
1 mW	-30 dB W	0 dBm
100 W	-40 dB W	-10 dBm
10 W	-50 dB W	-20 dBm
1 W	-60 dB W	-30 dBm
1 nW	-90 dB W	-60 dBm
1 pW	-120 dB W	-90 dBm

Freiraum – Formel (Fernfeld)

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}$$

Sendeleistung Gewinn TX-Antenne Gewinn RX-Antenne
Empfangsleistung Distanz Wellenlänge

in dBm:

$$P_{r \text{ dBm}}(d) = P_{t \text{ dBm}} + G_{t \text{ dBi}} + G_{r \text{ dBi}} + 20 \cdot \log\left(\frac{\lambda}{4\pi}\right) + 20 \cdot \log\left(\frac{1}{d}\right)$$

mit Referenzpunkt:

$$P_{r \text{ dBm}}(d) = 10 \cdot \log(P_r(d_0)) + 30 + 20 \cdot \log\left(\frac{d_0}{d}\right)$$

zur Erinnerung:

$$P_{\text{dBm}}(d) = 10 \cdot \log[P(d)] + 30$$

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

Streckendämpfung (Path Loss)

$$PL_{\text{path}}(\text{dB}) = -10 \cdot \log \left[\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] = -10 \cdot \log \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 = -20 \cdot \log \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right] \quad [\text{dB}]$$

- Je höher die Frequenz desto mehr Dämpfung

6 dB mehr pro Verdoppelung von f

- Je weiter die Distanz desto mehr Dämpfung

6 dB mehr pro Verdoppelung von d



**Freiraum heisst
Sichtverbindung**



Summary Formeln “Freiraum”

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}$$

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

$$EIRP = P_t \cdot G_t$$

$$P_{dBm}(d) = 10 \cdot \log(P(d)) + 30$$

$$P_{r dBm}(d) = P_{t dBm} + G_{t dBi} + G_{r dBi} + 20 \cdot \log\left(\frac{\lambda}{4\pi}\right) + 20 \cdot \log\left(\frac{1}{d}\right)$$

$$PL_{SE}(dB) = 10 \cdot \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \cdot \log \left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right]$$

Dämpfung vom Sender zum Empfänger

i.A. $PL_{path} > PL_{SE}$

$$PL_{path}(dB) = 10 \cdot \log \left[\frac{P_t G_t G_r}{P_r} \right] = -10 \cdot \log \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2$$

Dämpfung der Strecke

$$P_{r dBm}(d) = 10 \cdot \log[P_r(do)] + 30 + 20 \cdot \log\left(\frac{do}{d}\right)$$

Freiraum - Beispiel

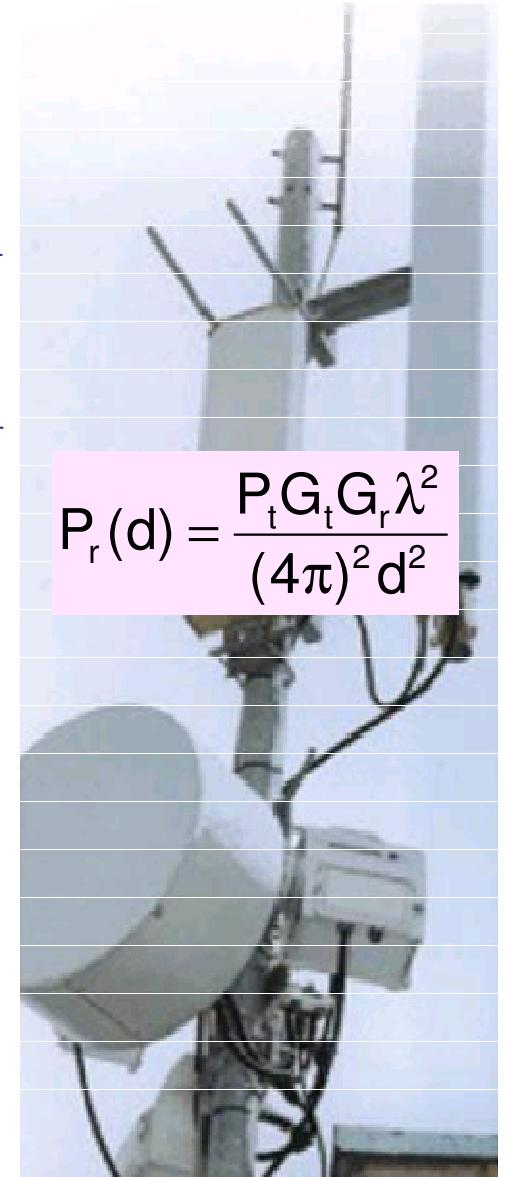
- GSM Zelle mit Basisstationsantenne mit $D = 1 \text{ m}$ operiert bei 900 MHz .
Der Sender arbeitet mit 10 W und Antenne mit $G_t = 5$.
Das Handy hat $G_r = 1$ und arbeitet ab -90 dBm Empfangspegel korrekt.
- Die Distanz d muss grösser als $2D^2/\lambda = 6 \text{ m}$ sein,
damit die Fernfeld Formeln (bei Sichtverbindung) gelten.
- EIRP = 50 W oder entsprechend 47 dBm
- Die Empfangsleistung in 100 m Distanz in Richtung
max. Antennen Gain beträgt:

$$P_r(100) = \frac{(10)(5)(1)(1/3)^2}{(4\pi)^2(100)^2} = 3.5 \text{ W} \Leftrightarrow -24.5 \text{ dBm}$$

In 10 km Abstand ergibt sich:

$$P_{rdBm}(10000) = 10 \cdot \log(P_r(100)) + 30 + 20 \cdot \log \frac{100}{10000} = -64.5 \text{ dBm}$$

Für $P_r = -90 \text{ dBm}$ wird theor. $d = 200 \text{ km}$



$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}$$

GSM Parameter

Basisstation Parameter Betreiber abhängig:

P_t : bis 50 W bei GSM-900 (typ. 15 W)

P_t : bis 20 W bei GSM-1800 (typ. 5 W)

Antennengewinne TX, RX bis 17 dB (linear 50)

→ bis 1000 W pro Trägerfrequenz möglich (8 TDMA User)

Mobile: Antennengewinne ~0...2 dB



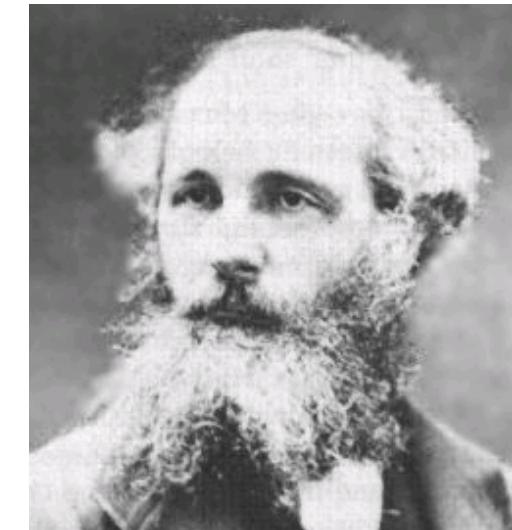
	900 MHz		1800 MHz	
	Mobilgerät	Basisstation	Mobilgerät	Basisstation
Sendefrequenz [MHz]	890 - 915	935 - 960	1710 - 1785	1805 - 1880
Anzahl Frequenzkanäle	125 (Abstand 200 KHz)			375 (Abstand 200 KHz)
Modulation	GMSK			
Sendeleistung	max 2 Watt	Betreiberabhängig	max. 1 Watt	Betreiberabhängig
Dynamik der Leistungsregelung [dB]	max. 28	max. 30	max. 30	max. 30
Dynamik der Zeitschlitz [dB]:	max. 59	max. 30	max. 28	max. 30
Dauer der Zeitschlitz:	577 us			
Empfängerempfindlichkeit [dBm]	-102	-104	-102	-104

E-Feld, H-Feld

Im Fernfeld (Freiraum) gilt überall dieselbe Beziehung zwischen E- und H-Feld:

$$\frac{E}{H} = R_{fs} = 120 \cdot \pi = 377 \Omega$$

Maxwell



$$p(d) = \frac{\text{EIRP}}{4\pi \cdot d^2} = \frac{P_t G_t}{4\pi \cdot d^2} = |E \cdot H| = \frac{|E|^2}{R_{fs}}$$



$$|E(d)| = \frac{\sqrt{30 \cdot \text{EIRP}}}{d}$$

$$P_r(d) = \frac{|E(d)|^2}{120\pi} \frac{G_r \lambda^2}{4\pi}$$

Empfängerspannung: $V = \sqrt{P_r(d) \cdot R_{ant}} = |E(d)| \sqrt{\frac{\lambda^2 \cdot G_r}{120\pi \cdot 4\pi} \cdot R_{ant}}$

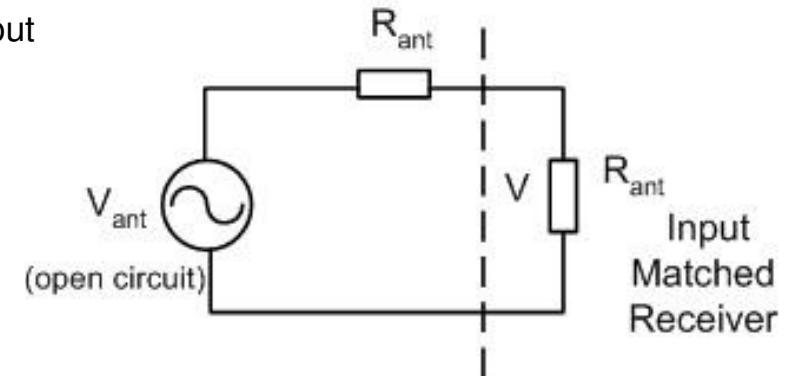
Note: $E(d)$ ist keine Funktion von f

E-Feld, H-Feld

- Matched Antenna: $R_{\text{ant}} = R_{\text{in}}$ bzw. $R_{\text{ant}} = R_{\text{out}}$

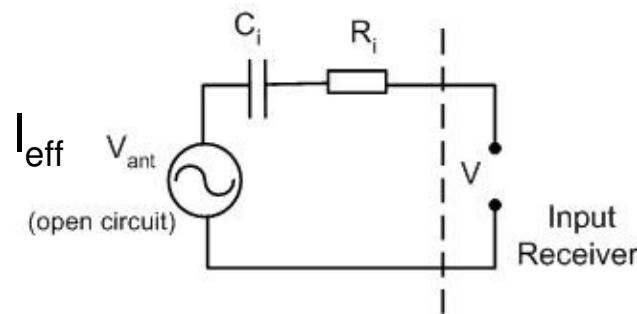
$$P_r(d) = p(d) \cdot A_e = \frac{|E|^2}{120\pi} A_e = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}$$

$$V = \sqrt{P_r(d) \cdot R_{\text{ant}}} = |E| \sqrt{\frac{\lambda^2 \cdot G_r}{120\pi \cdot 4\pi} \cdot R_{\text{ant}}}$$



- Genereller Ansatz, Draht mit effektiver Länge I_{eff}
i.A.schwierig zu berechnen:

$$V = I_{\text{eff}} \cdot |E|$$

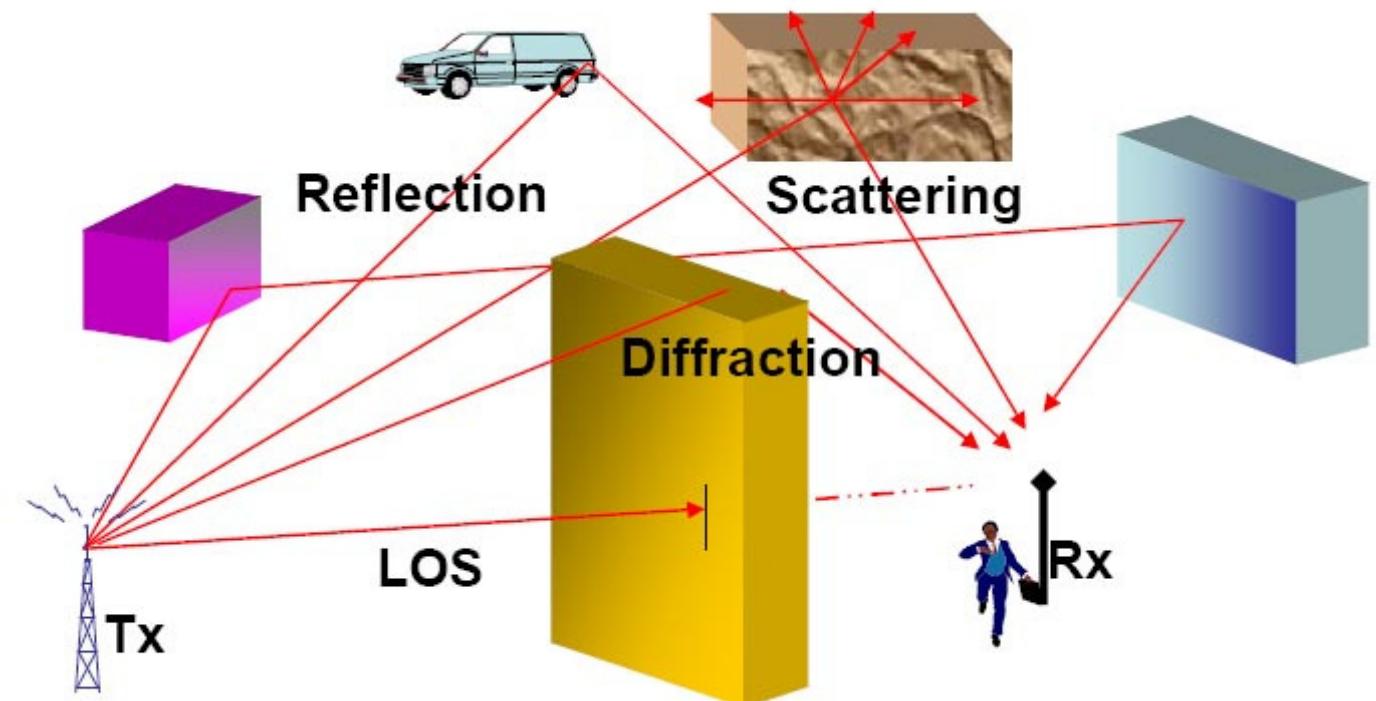


- Note:
H-Feld wird wenig eingesetzt im Fernfeld (Ausnahme Ferritantennen LW, KW Empfang)
Loop mit N turns und Fläche A

$$V = 2\pi \cdot f \cdot \epsilon_0 \cdot N \cdot A \cdot |H|$$

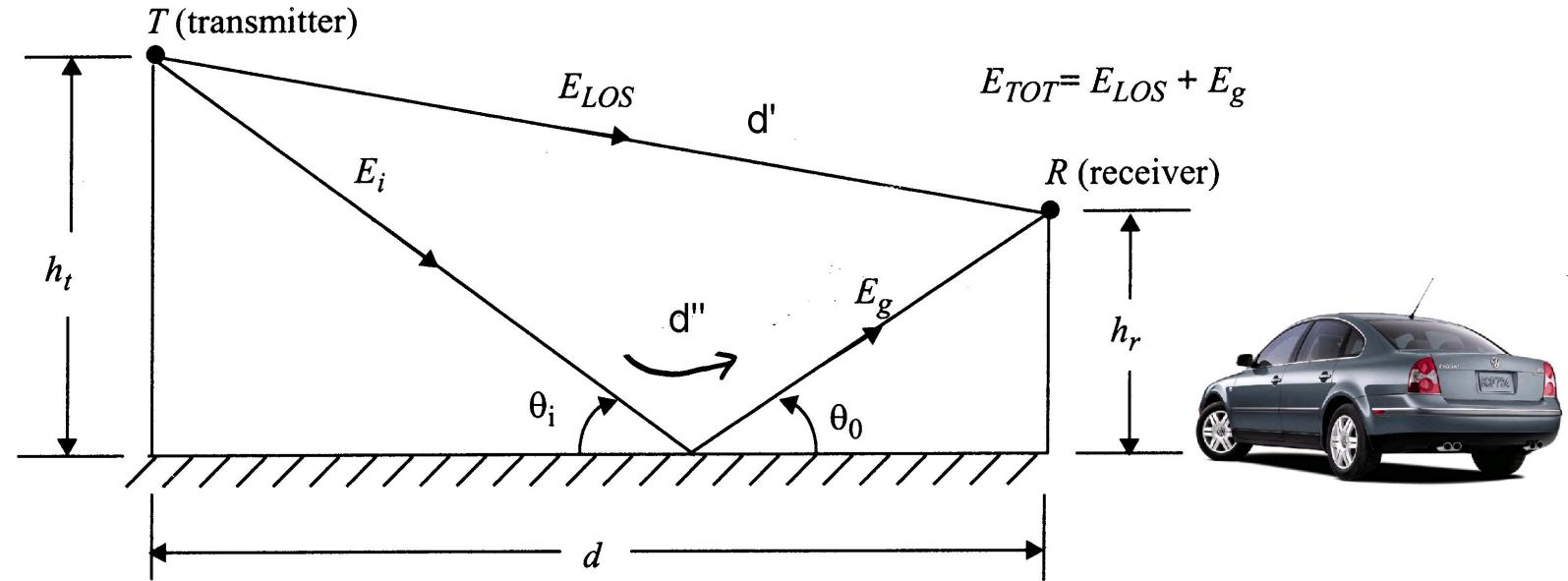
$A \ll \lambda^2$, sonst entsteht mixed E/H - Antenne
Matching schwierig, deshalb
meist als Resonanzkreise realisiert

Freiraum \leftrightarrow Praxis



see .../~kunr/ntm.html

Reflexion (Reflection)



Einfachster Fall: **2-Ray Path Model**

Problem: Durch vektorielle Addition ist Auslöschung möglich

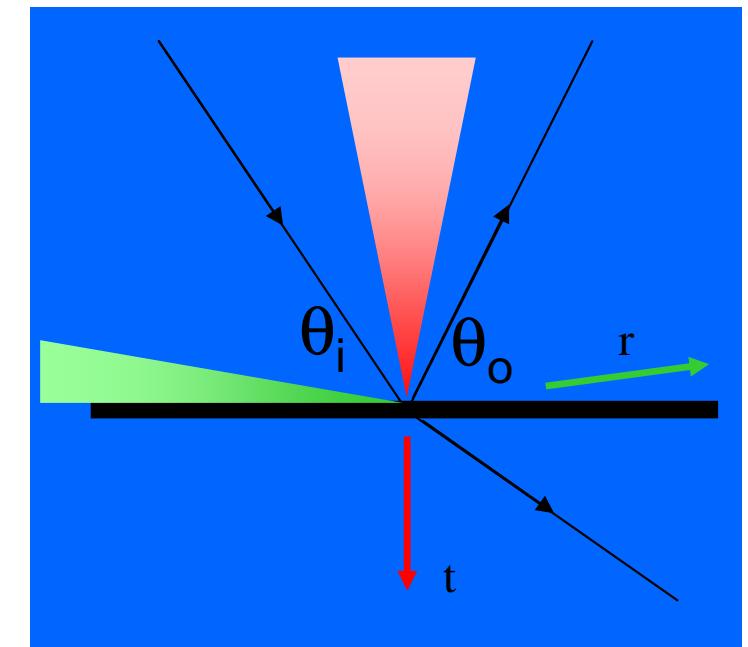
Zu beobachten bei:

Verbindungen auf See, Funk im Flachland, Fabrikhallen, Fassaden aus Metall

Praxis: viele Reflexionen! aber oft ist eine dominierend ☺

Transmission/ Reflexion

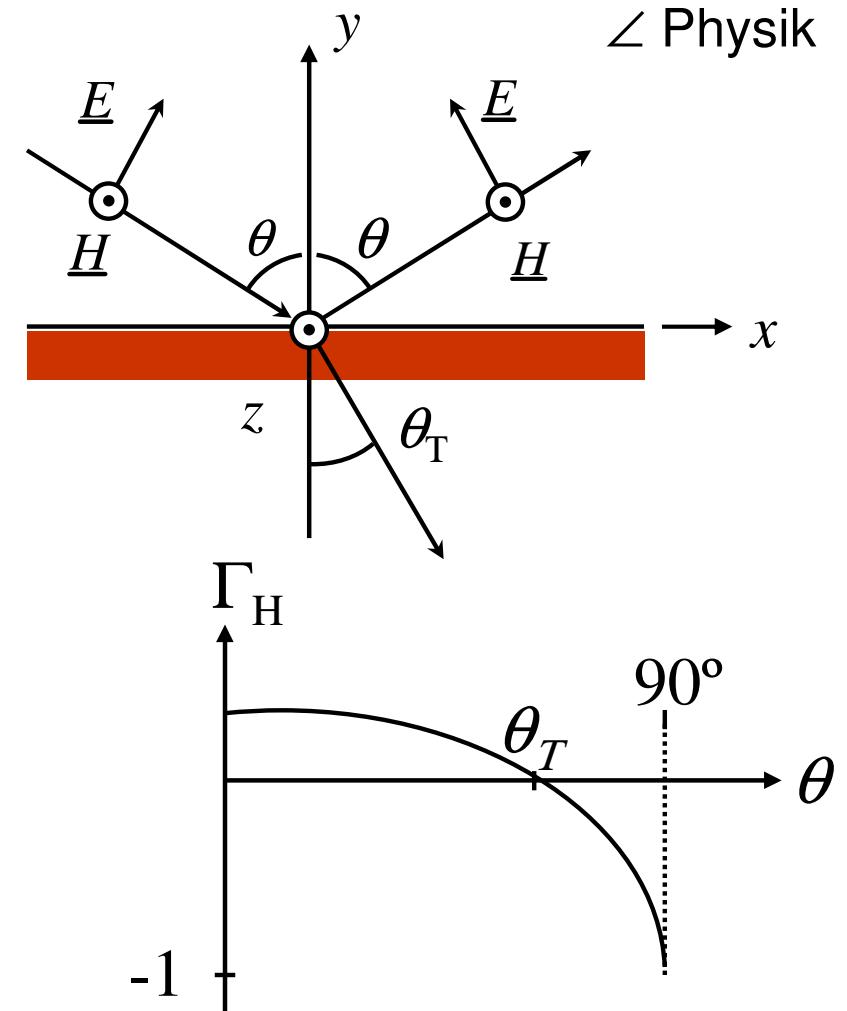
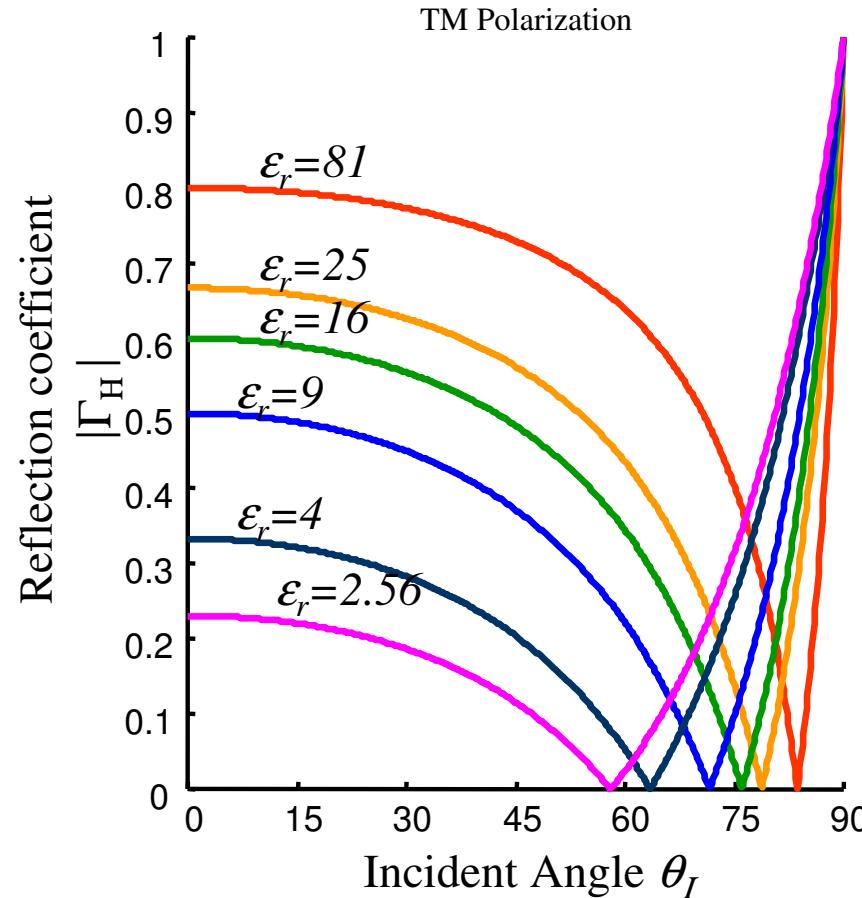
- Perfekte Leiter reflektieren praktisch 100%
 - für Polarization E-Feld // Reflektorfläche:
 180^0 Phasendrehung
 - für E-Feld \perp Fläche: 0^0 Phasendrehung
- Dielektrische Stoffe reflektieren einen Bruchteil der einfallenden Energie
 - **Flache Winkel reflektieren maximal***
 - **Steile Winkel lassen maximal* passieren**
 - 180^0 Phasendrehung entsteht
 - für Polarization mit E-Feld // Reflektorfläche
 - unabhängig von Polarization falls gilt:
$$\theta < 5^0 \rightarrow \Gamma \approx -1$$
- → worst case $\Gamma = -1$



Note:
Def. Einfallswinkel Physik: $90 - \theta$

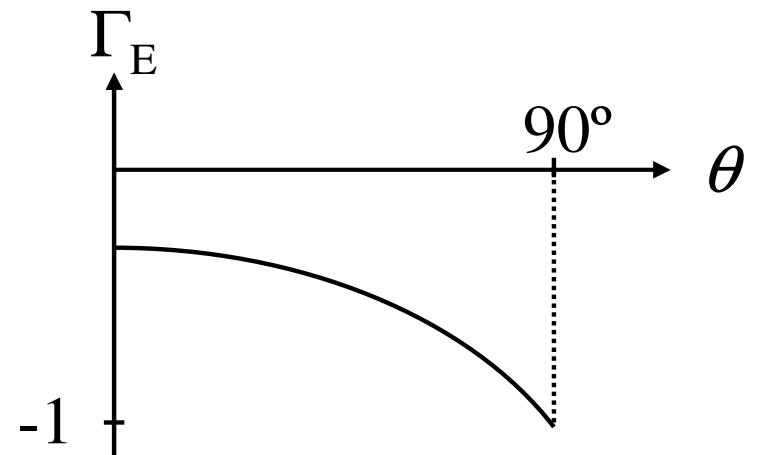
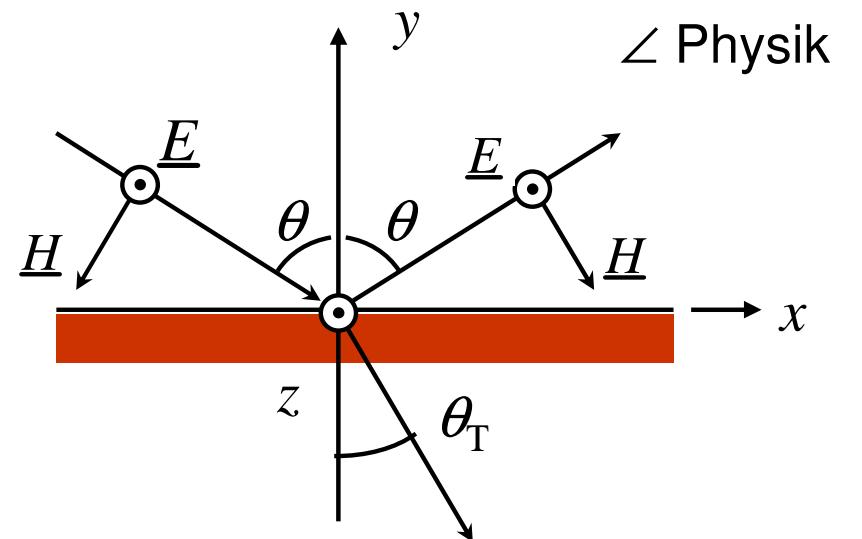
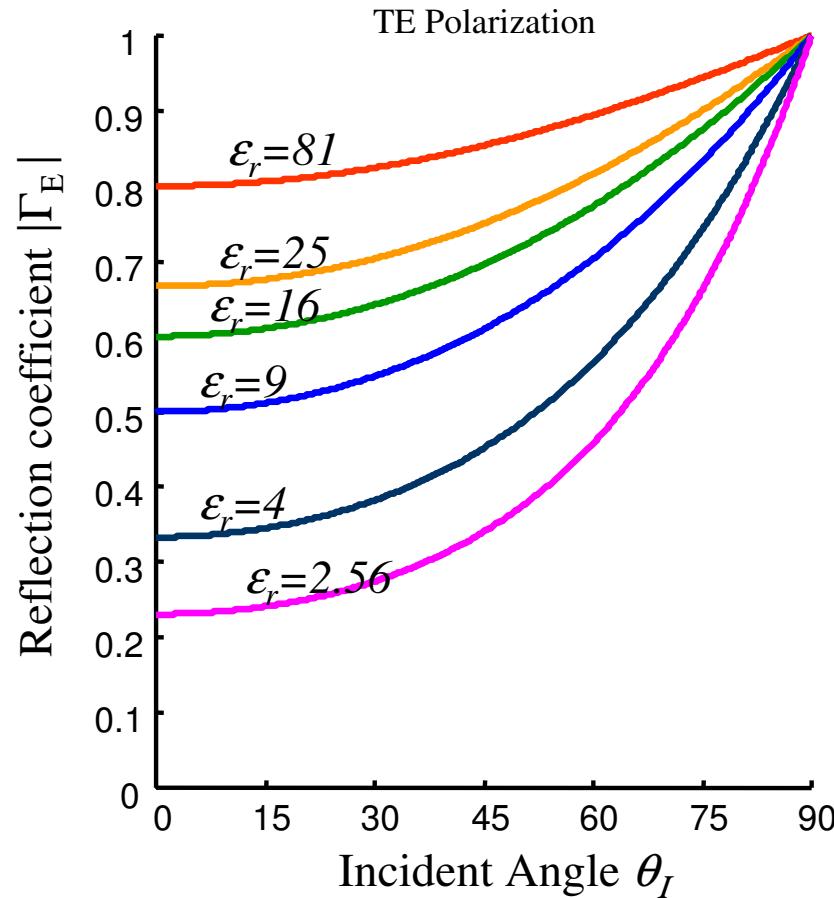
*The exact fraction depends on the materials and frequencies involved

Magnitude of Reflection Coefficients at a Dielectric Half-Space: Transverse Magnetic (TM) Polarization



- Different materials give different behavior
- TM has 180° phase shift only for high incident angle

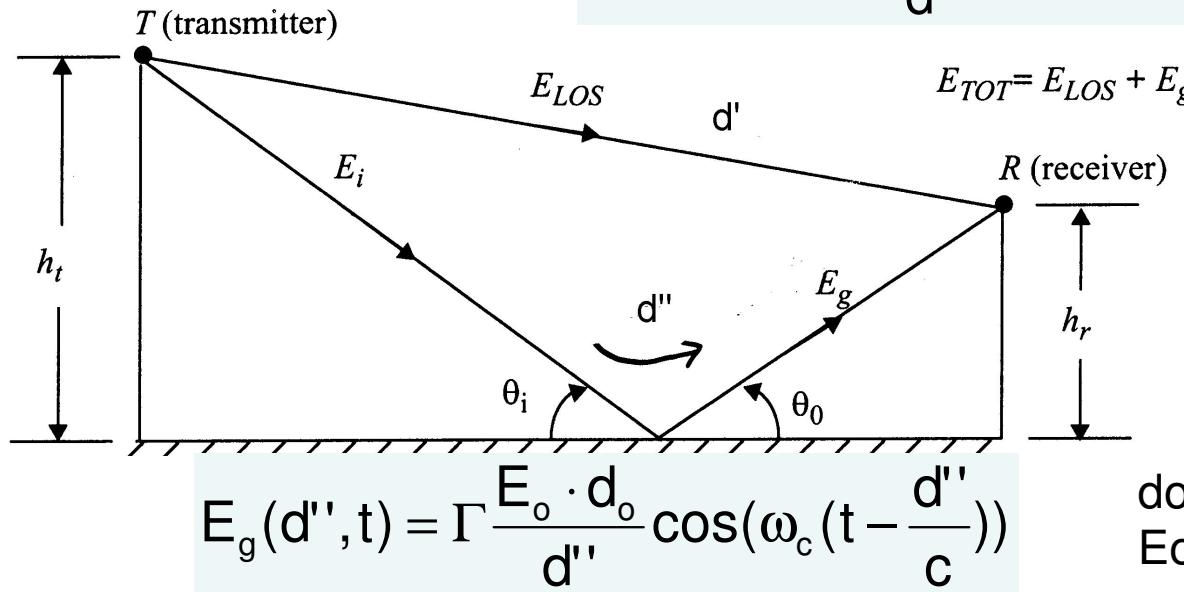
Magnitude of Reflection Coefficients at a Dielectric Half-Space: Transverse Electric (TE) Polarization



- Different materials give different behavior
- TE polarization has 180° phase shift

Reflexion

$$E_{LOS}(d', t) = \frac{E_o \cdot d_o}{d'} \cos(\omega_c(t - \frac{d'}{c}))$$



$$E_g(d'', t) = \Gamma \frac{E_o \cdot d_o}{d''} \cos(\omega_c(t - \frac{d''}{c}))$$

do Referenzdistanz
Eo Freiraumfeldstärke @ do

Worst Case $\theta < 5^0 \rightarrow \Gamma \approx -1$

Mit $\tau_d \approx \frac{2 \cdot h_t \cdot h_r}{c \cdot d}$ $\rightarrow |E_{tot}(d)| = 2 \frac{E_o \cdot d_o}{d} \left| \sin \frac{\tau_d \omega_c}{2} \right| = 2 \cdot E_d \left| \sin \frac{\tau_d \omega_c}{2} \right|$

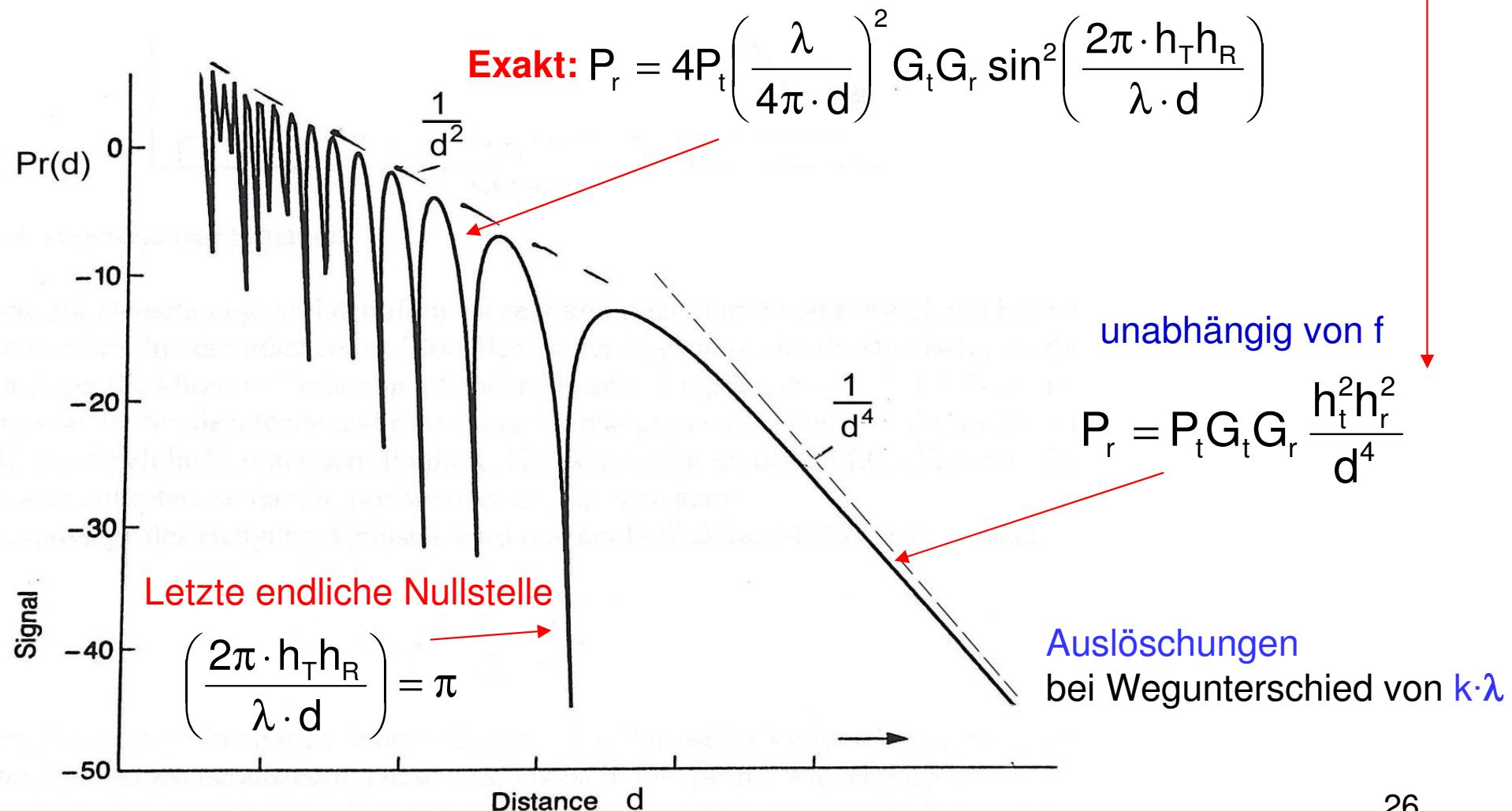
τ_d Laufzeitdifferenz
 ω_c Kreisfrequenz Träger
 d Abstand T-R

$$\rightarrow P_r = 4P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot d} \right)^2 G_t G_r \sin^2 \left(\frac{2\pi \cdot h_T h_R}{\lambda \cdot d} \right)$$

Auslöschung bei Wegunterschied von $k \cdot \lambda$ $(k \in 0, 1, 2, 3, \dots)$

Reflexion (Worst case)

Für grosse Distanz
gelten Näherungen: $d > \frac{10h_t h_r}{\lambda} \rightarrow |E_{\text{tot}}(d)| = 2 \frac{E_o d_o}{d} \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d}$



Reflexion - Beispiel 1



Geg: $h_s = 25 \text{ m}$

GSM
 $f = 900 \text{ MHz}$

GSM sensitivity -102 dBm

Ref: $d_o = 1 \text{ km}$

$E_o = 1 \text{ mV/m} (-74 \text{ dBm})$

$Gr = 2.55 \text{ dB}$

$h_r = 1.5 \text{ m}$



- Wellenlänge $\lambda = 0.333 \text{ m}$. Lineares Gain $G_r = 1.8$
- Die Näherungen gelten für Distanzen $d > \frac{10h_t h_r}{\lambda} = 2250 \text{ m}$

$$E_{\text{tot}} = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} \frac{2\pi \cdot 25 \cdot 1.5}{0.333 \cdot 10 \cdot 10^3} = 14 \cdot 10^{-6} \text{ V/m}$$

Mit $P_r(d) = \frac{|E(d)|^2}{120\pi} \frac{G_r \lambda^2}{4\pi}$

$$P_r(10000) = 8 \text{ fW} \rightarrow -110 \text{ dBm}$$

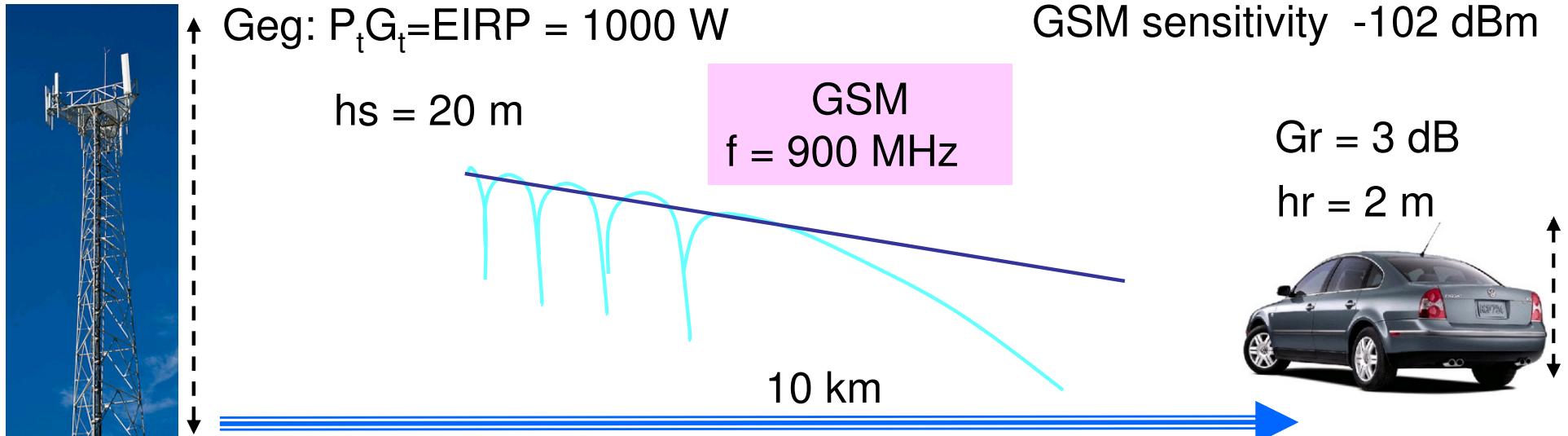
vgl. Freiraum

$E_d = 0.1 \text{ mV/m}$

$P_r = 0.42 \text{ pW}, -94 \text{ dBm}$ 27



Reflexion - Beispiel 2



$$d > \frac{10h_t h_r}{\lambda} = 1201 \text{ m}$$

$$P_r = P_t G_t G_r \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4}$$

$$P_r = 0.3 \text{ nW} \text{ also } -65 \text{ dBm}$$

vgl. Freiraum

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}$$

Letzte Nullstelle bei

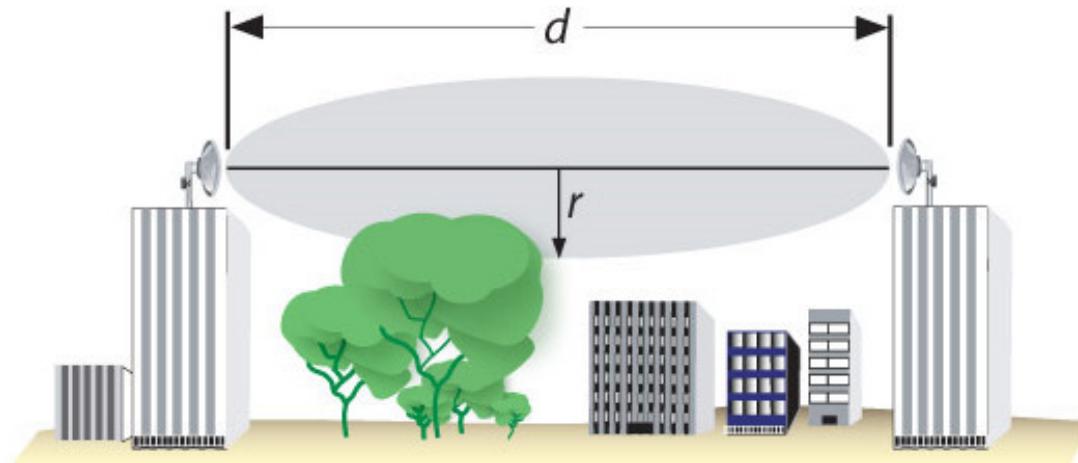
$$\frac{2h_t h_r}{\lambda} = 240 \text{ m}$$

$$P_r = 12 \text{ nW, } -49 \text{ dBm}$$



Hilfsmittel Planung: Fresnel Zone

Ansatz: Mit Richtantennen
flache Winkel problematisch
→ d^4 – Abfall vermeiden



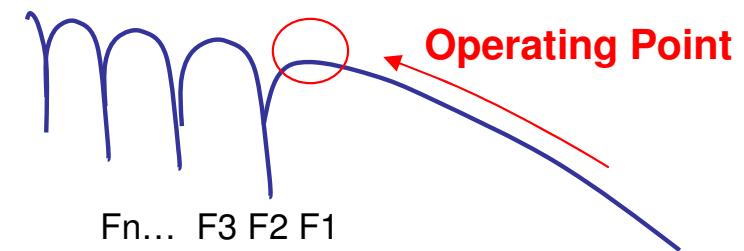
Rotationsellipsoid:

Am Rand der ersten Fresnel Zone F1 beträgt der Umweg für das reflektierte Signal eine halbe Wellenlänge. Da $\Gamma = -1$ ist führt dieser Unterschied zu konstruktiver Signaladdition beim Empfänger.

$$r = 17.3 \sqrt{\frac{d}{4 \cdot f}}$$

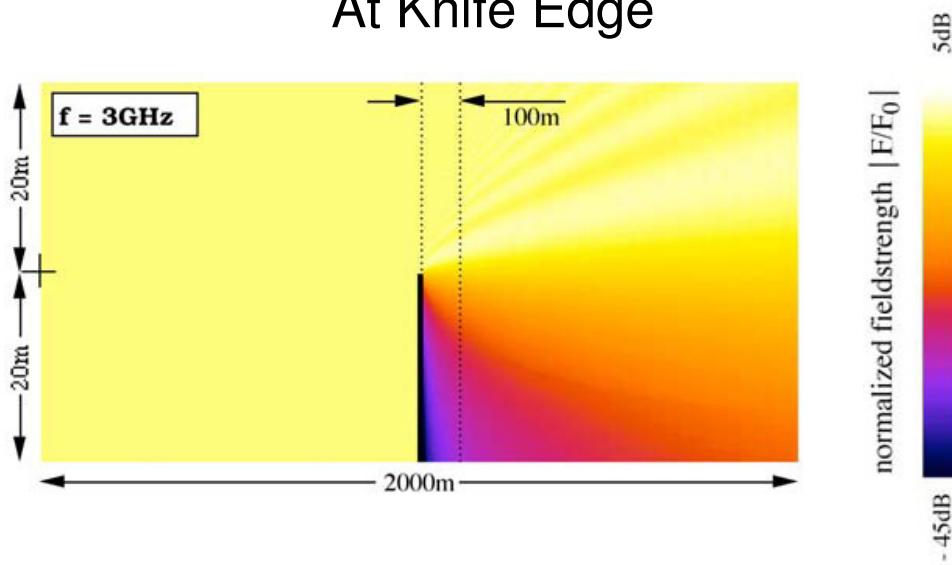
- r = radius in meters
- d = total distance in kilometers
- f = frequency transmitted in gigahertz.

Sind mindestens 80% der Fresnel Zone frei von Hindernissen, dann entspricht der Ausbreitungsverlust etwa dem Freiraum. F2, F3... sind meist schon abgeschwächt.

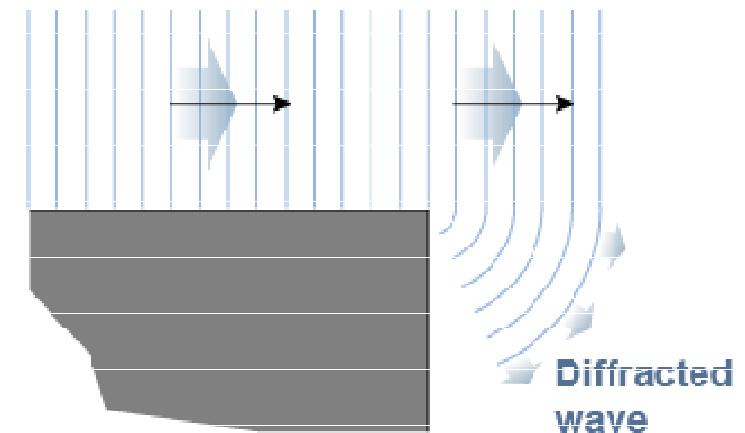


Beugung (Diffraction)

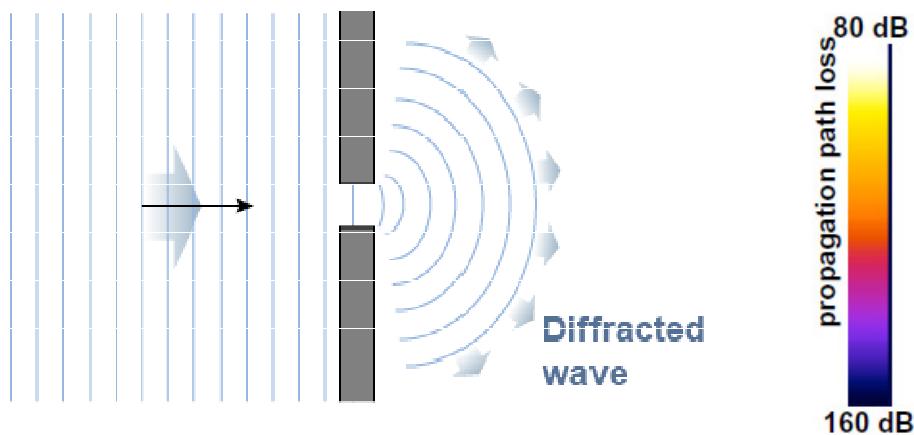
At Knife Edge



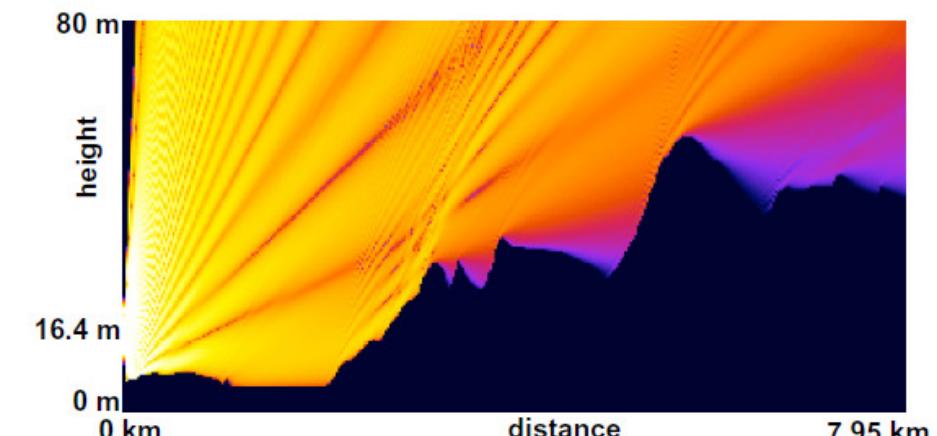
Around Corners



Through Openings



At Street Front



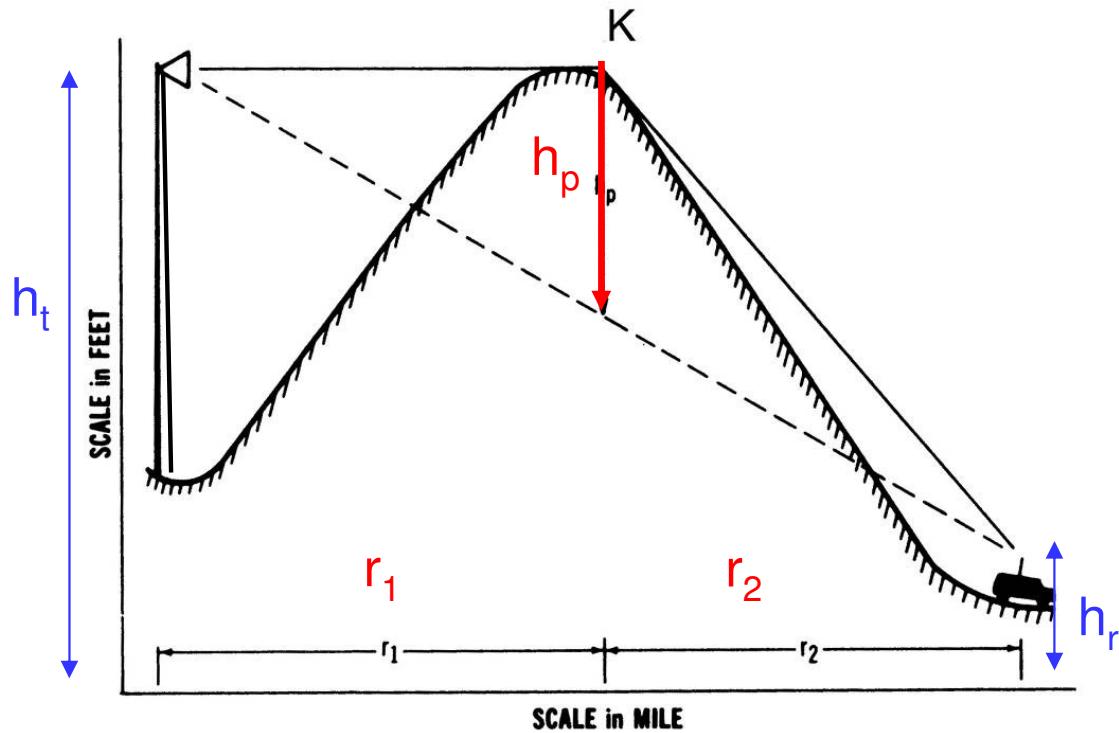
$f = 1900 \text{ MHz}$

30

Beugung

Beschränkung auf Beugung an Kanten (Knife Edge)

h_p : Höhe Knife Edge K



$h_p > 0$ heisst keine Sichtverbindung

Note: Strahlensatz aus der
Geometrie ist hilfreich

Physik: Diffraktionsfaktor v:

$$v = -h_p \sqrt{\frac{2}{\lambda} \cdot \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right)}$$

Beugung

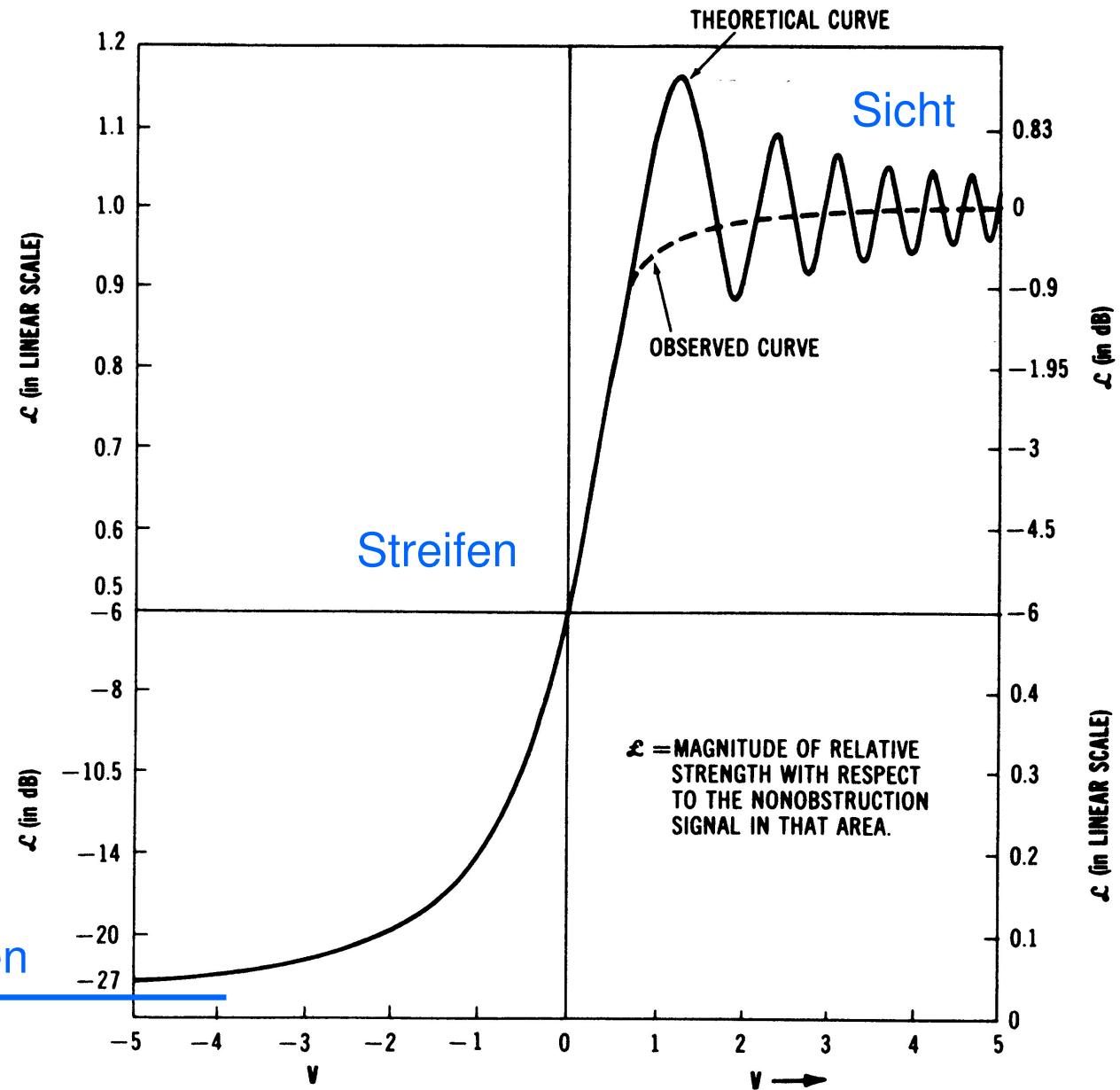
Diffraktionsfaktor

$$v = -h_p \sqrt{\frac{2}{\lambda} \cdot \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right)}$$

Für $v < -2.4$
(starke Abschattung)
gilt für Gainfaktor ξ :

$$\xi = 20 \cdot \log \left(\frac{-0.225}{v} \right)$$

zunehmend im Schatten



Der negative Wert von ξ ist zusätzlich zum Freiraumdämpfung wirksam!

Beugung - Beispiel

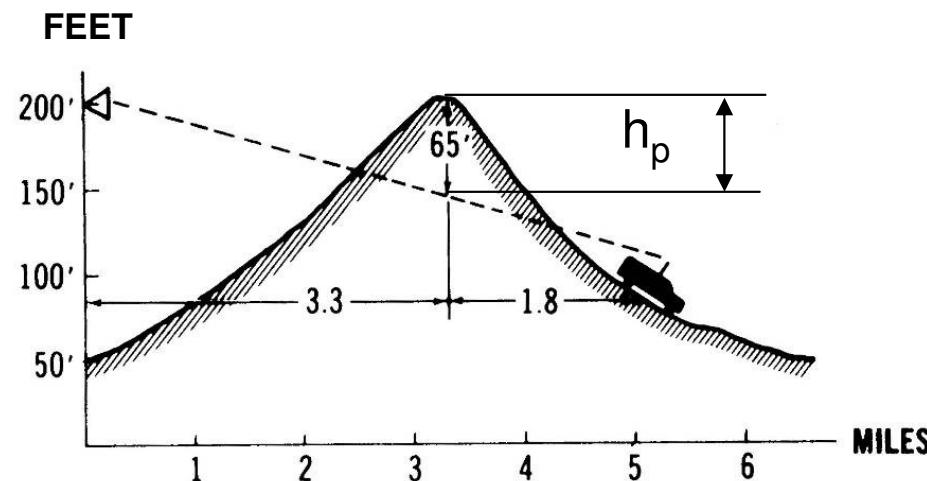
Beispiel (in Metern) :

$$r_1 = 5.28 \text{ km}$$

$$r_2 = 2.88 \text{ km}$$

$$h_p = 19.5 \text{ m}$$

$$\text{Frequenz } f = 850 \text{ MHz}$$

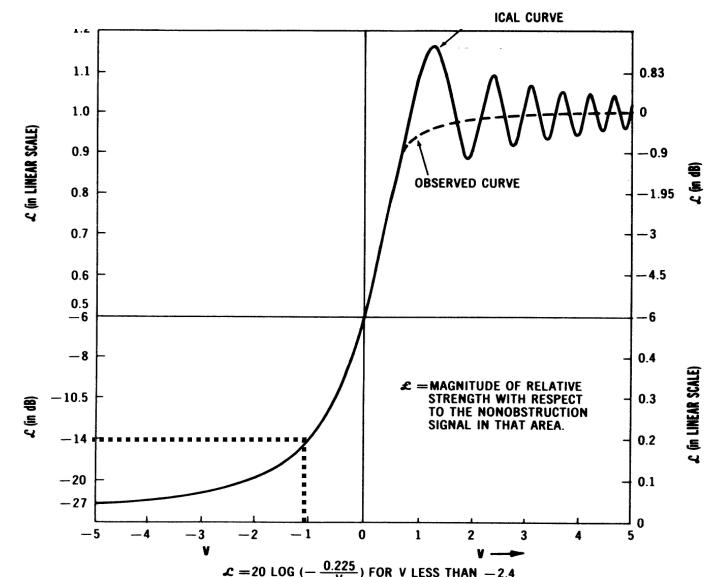


Der Parameter v berechnet sich zu:

$$v = -19.5 \cdot \sqrt{\frac{2}{351} \left(\frac{1}{5.28} + \frac{1}{2.88} \right)} = -1.08$$

Aus Graphik liest man $\xi = -14 \text{ dB}$,
also eine Dämpfung von **14 dB**.

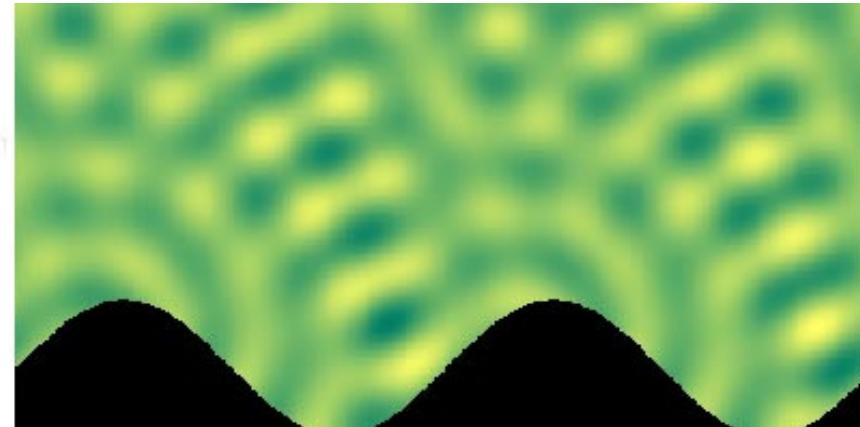
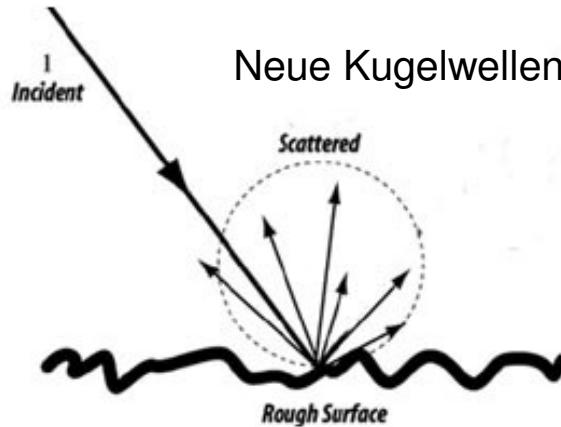
Diese Dämpfung **addiert** sich **zu der Freiraumdämpfung**
für die Distanz $d = r_1 + r_2$



DOS*

* Tool auf <http://www.smeter.net/propagation/diffrac1.php>

Streuung (Scattering)



RCS = Radar Cross Section [m²]

$$P_r(\text{dBm}) = P_t(\text{dBm}) + G_t + G_r + 20 \cdot \log(\lambda) + \text{RCS } [\text{dB} \cdot \text{m}^2] - 30 \cdot \log(4\pi) - 20 \cdot \log(d_t) - 20 \cdot \log(d_r)$$

Empfangsleistung (linear)

$$P_r = \frac{P_t G_t \cdot \text{RCS}_{\text{lin}} \cdot G_r \cdot \lambda^2}{4\pi \cdot d_t^2 \cdot (4\pi)^2 \cdot d_r^2}$$

d_t Distanz zum Sender
 d_r Distanz zum Empfänger

$$\text{RCS}_{\text{dBsm}} = 10 \cdot \log \text{RCS}_{\text{lin}}$$

Applikation Radar: $d_t = d_r$

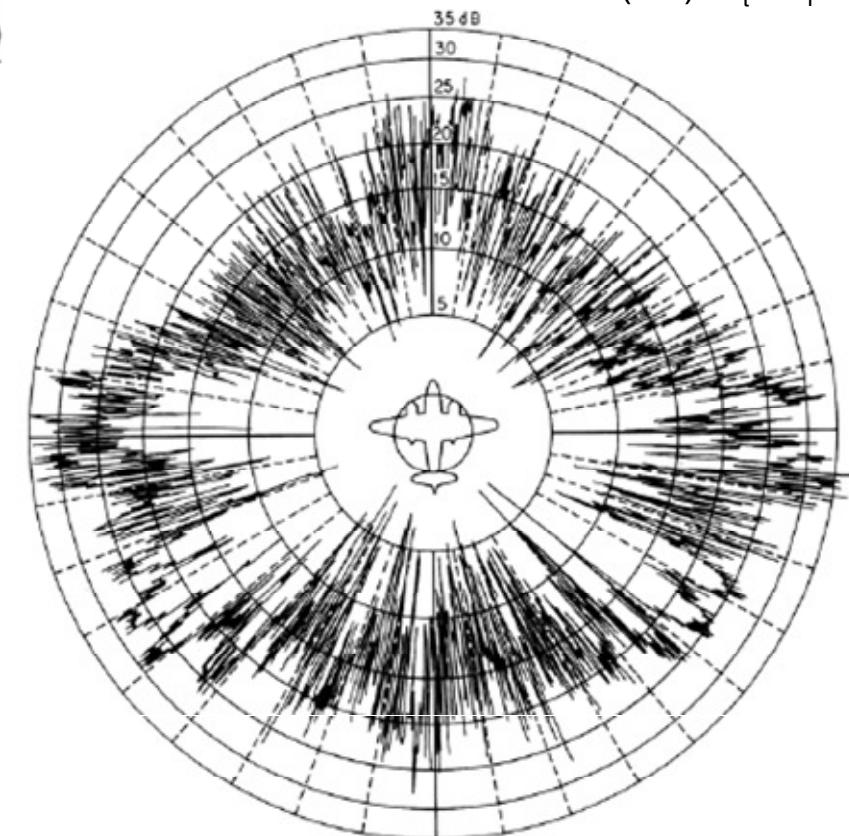
Streuung - Beispiel

Radar Cross Section, Examples

Object	Typical RCSs [22]	
	RCS (m^2)	RCS (dBsm)
Large Building @ 5 km	10000	40
Ship Tanker	1000	30
Truck	200	23
Automobile	100	20
Jumbo Jet	100	20
Cabin cruiser boat	10	10
Large fighter aircraft	6	7.78
Small fighter aircraft or four-passenger jet	2	3
Adult male	1	0
Conventional winged missile	0.5	-3
Bird	0.01	-20
Insect	0.00001	-50
Advanced tactical fighter	0.000001	-60

Typical RCS targets

$$P_r = \frac{P_t G_t \cdot \text{RCS}_{\text{lin}} \cdot \lambda^2 G_r}{(4\pi)^2 d_t^2 \cdot d_r^2 \cdot 4\pi}$$

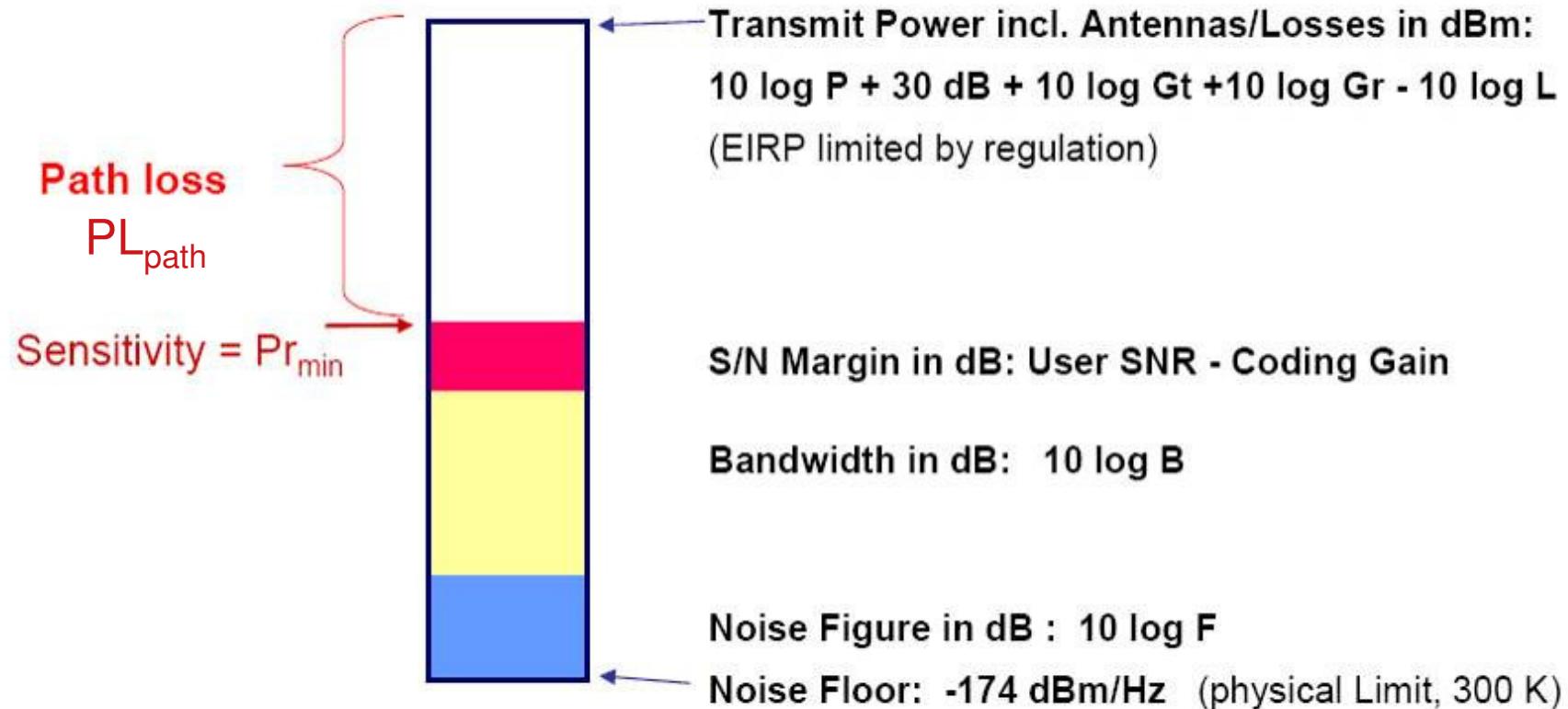


RCS pattern of
an airplane

Das Linkbudget

(Rep. ASV Kap.4)

<https://home.zhaw.ch/~kunr/asv.html>

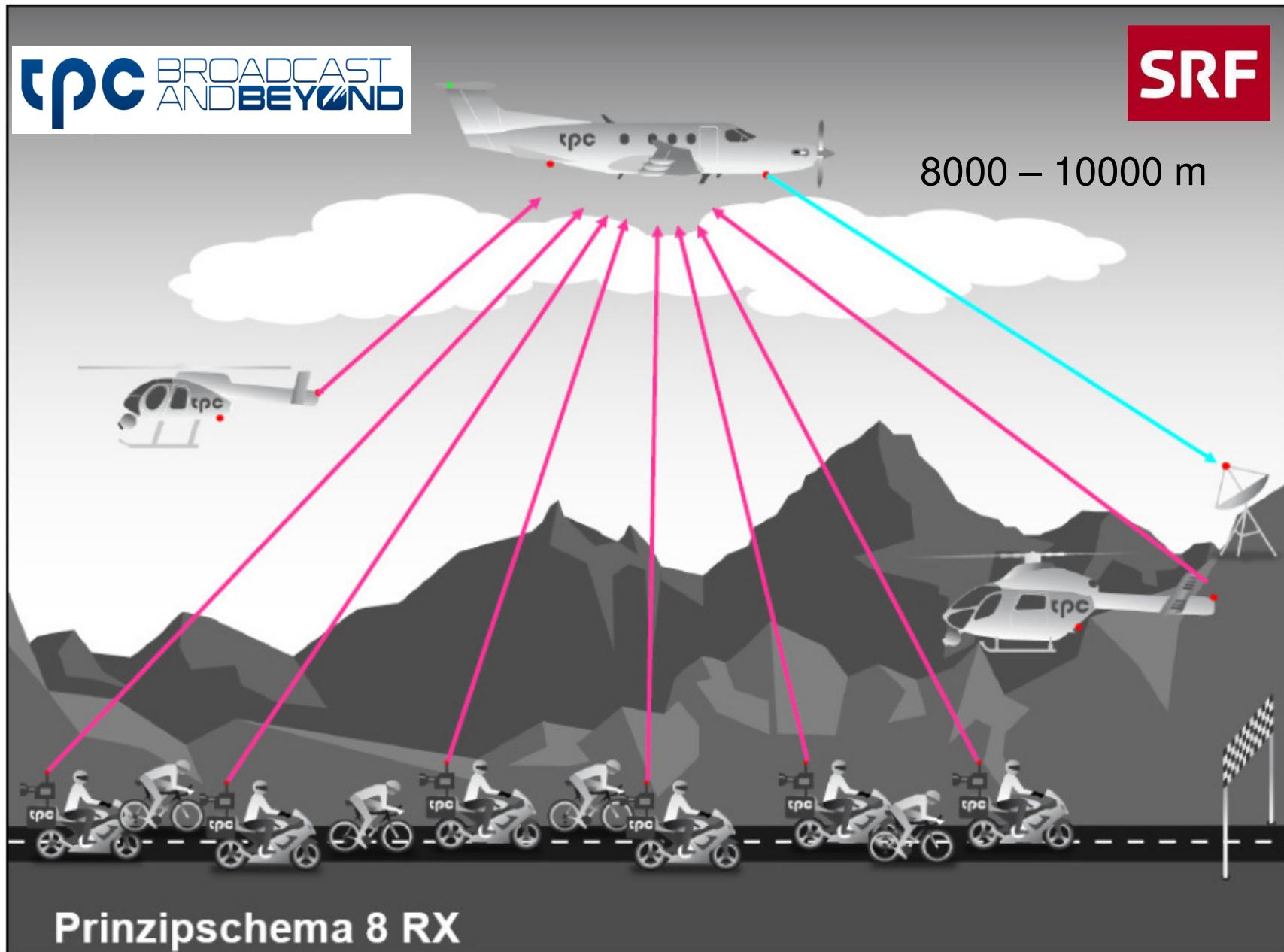


Meistgebraucht: Beziehungen in der log-Version (dB, dBm):

$$\text{EIRP} + G_r - L - PL_{\text{path}} = kT + NF_{\text{tot}} + B + \min(S/N)$$

$kT = -174 \text{ dBm/Hz}$ bei Raumtemp.

Bsp. Link Budget

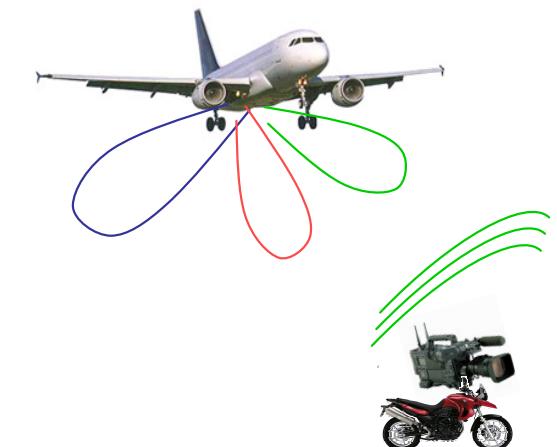


Bsp. Link Budget

Abschätzung für Uplink vom Motorrad zum PC12

- Motorrad und PC12 grob in Hauptstrahlrichtung der Antenne (GPS geregelt)
- Einfluss Atmosphären/Waldbedeckung

TX-Motorrad	26 dBm	bzw. 400 mW
Zuleitung TX	-1 dB	
Antennengewinn	+4 dBi	dBi: (isotrop)
EIRP	29 dBm	Summe
Zuleitung RX PC12	-1 dB	
Dämpfung Bäume + Atmosphäre	-6 dB	
Antennengewinn PC12	+13 dBi	
Summe	35 dBm	
minimale Empfindlichkeit RX (Datenblatt)	- 85 dBm	
→ max. Ausbreitungsdämpfung Amax	120 dB	



Durch Einsetzen von $PL_{\text{path}} = 120 \text{ dB}$ und $f = 2500 \text{ MHz}$ in die Formel

$$PL_{\text{path}}(\text{dB}) = -10 \cdot \log \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2$$

erhalten wir $d_{\text{max}} \approx 10 \text{ km}$ zwischen Motorrad und PC12.

