

# Grundbegriffe der Antennentechnik

1. Was versteht man unter einer Antenne?
2. Die Zweidraht Leitung als Grundlage und als Erklärungshilfe für alle Arten von Antennen.
3. Strom- und Spannungsverteilung auf den Drähten. **3a)** Begriff des Wellenwiderstandes.
4. Geom. Länge der Antenne. Begriff: Verkürzungsfaktor.
5. Statische magnetische und elektrische Felder sowie dynamische Felder rund um die Antenne und deren Bedeutung für die Wirkungsweise der Antenne.
6. Monopol-Antenne
  - Felder
  - Ströme
  - Strahlungswiderstand
  - Fusspunktwiderstand
  - Erdwiderstand
  - Eindringtiefe der Ströme/Felder bei versch. Frequenzen
  - Effektive, versus geometrische Höhe der Antenne
  - Ersatzschaltbild
  - Ant. Wirkungsgrad
  - Prakt. Beispiele Monopol
  - Zusammenfassung
7. Erd-Symmetrische-Horizontal-Antenne
  - Felder
  - Ströme
  - Strahlungswiderstand
  - Fusspunktwiderstand
  - Gain / Bezugsantennen
  - Zusammenfassung
8. Aufbau und Verhalten der Ionosphäre,  
MUF, LUF,  
Abstrahlwinkel und Sprungdistanzen  
Bodenreflektion  
Abstrahldiagramme
  - Vertikaldiagramm
  - Horizontaldiagramm
  - Bedeutung der Bodenbeschaffenheit
  - Pseudo Brewster Winkel (PBA)
  - Zusammenfassung
9. Abschätzung des nötigen Signalpegels  
Externe Rauscheinflüsse  
Ursprung / Herkunft  
Streckenanalyse

## 1.) Was ist eine Antenne?

Die Antenne ist ein metallisches Gebilde irgendwelcher Form, welches nichts anderes zu tun hat als die zugeführte elektrische Hochfrequenzenergie in den umliegenden Raum abzustrahlen.

In der Praxis unterscheidet man

- 1.) zwischen **resonanten** und **nichtresonanten** Antennen und
- 2.) zwischen **Erdsymmetrischen** und **Erdasymmetrischen** Antennen.

### **Erste Gruppe : Resonante Antennen**

weisen ganz bestimmte mechanische Abmessungen in Bezug zur Betriebswellenlänge auf. Sie arbeiten ähnlich wie Schwingkreise im Resonanzbetrieb. Das heisst: Im Resonanzfall fliessen hohe Ströme bzw. entstehen hohe Spannungen.

### **Nichtresonante Antennen**

werden so betrieben, dass keine Resonanzerscheinungen zu ihrer Wirkungsweise auftreten bzw. notwendig sind.

Im **Amateurfunk** sind die meisten verwendeten Gebilde **Resonante Antennen**.

### **Die zweite Gruppe :**

Beide Arten sind bei Amateuren weit verbreitet. Einige typische Vertreter stellvertretend für die Vielzahl von möglichen, sind hier aufgelistet:

#### **Erdsymmetrisch**

- Dipol
- Schleifen
- Magnetic
- Parabolantenne

#### **Erdasymmetrisch**

- Monopol
- Alle Langdrähte
- Dachrinnen
- Blechdächer etc.

Wie der Name **Erdsymmetrisch** schon sagt, benötigen diese Antennen zum einwandfreien Betrieb **kein Erdsystem** als Rückleiter. Sie genügen sich selbst.

Im Gegensatz dazu die **Erdasymmetrischen** Antennen welche für ein einwandfreies Arbeiten **zwingend** auf ein gutes Erdsystem angewiesen sind.

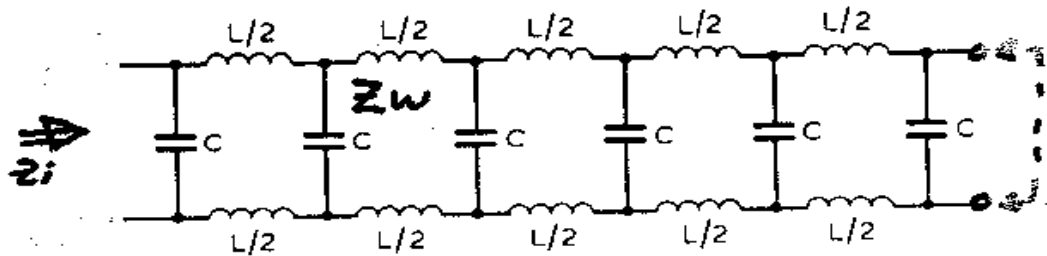
### **Man merke sich:**

**Bei Erdasymmetrischen Antennen geht ohne ein gutes Erdsystem gar nichts, denn das Erdsystem ist Bestandteil der Antenne.**

## 2.) Die verlustlose Zweidrahtleitung als Grundlage zur Erklärung = Was ist eine Antenne =

Die Verlustlose 2-Drahtleitung wird in vielen Büchern als Hilfsmittel zur Beschreibung der Antennen Daten verwendet. Sie wird gebildet aus 2-parallel-nichtstrahlenden Drähten. Sie weisen, abhängig von den mechanischen Abmessungen, gegenseitige Kapazitäten auf und beinhalten auch Längsinduktivitäten. Dies führt zum untenstehendem Leitungsersatzschaltbild welches die Eigenschaften und die Wirkungsweise der Antenne besser erfasst und beschreiben kann als die herkömmliche Reduktion der Antenne auf einen gewöhnlichen räumlich "auseinander" gezogenen Schwingkreis.

Bild 1



### Eigenschaften der Leitung:

Abhängig von den Abmessungen der Leitung und dem eingebundenen Isoliermaterial hat die Leitung eine Charakteristische Grösse: Der sog. **Wellenwiderstand  $Z_w$  (Ohm)**

#### Fall 1

Die Leitung sei genau  $\lambda/4$  lang und am Ende offen.

Resultat: Der Eingangswiderstand zeigt Null Ohm, also einen Kurzschluss!

**Der verlustlose Serieresonanz Schwingkreis zeigt das genau gleiche Verhalten**

#### Fall 2

Die Leitung sei genau  $\lambda/4$  lang und am Ende kurzgeschlossen

Resultat: Der Eingangswiderstand zeigt unendlich Ohm, also offen!

**Der verlustlose Parallelresonanz Schwingkreis zeigt das genau gleiche Verhalten**

**Fazit:** Offensichtlich verhält sich eine Leitung von  $\lambda/4$  - Länge je nach Abschluss, das eine Mal wie ein **Serieschwingkreis**, das andere Mal wie ein **Parallelschwingkreis**.

#### Fall 3 / Fall 4

Ist nun die Leitung kürzer als  $\lambda/4$  so zeigt der Eingang einen reinen Blindleitwert an, d.h.

Bei offenem Ausgang wirkt der Eingang wie eine reine **Kapazität**.

Bei kurzgeschlossenem Ausgang wirkt der Eingang wie eine reine **Induktivität**.

Somit  $X_c = 1/(j\omega C) = Z_w / (\text{tg}(360^\circ \cdot l/\lambda))$  **gültig für  $l$  kleiner als  $\lambda/4$**  (tg=tangensfunktion)

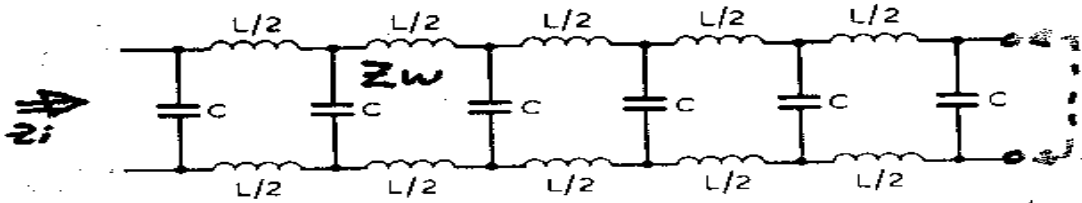
$X_L = j\omega L = Z_w (\text{tg}(360^\circ \cdot l/\lambda))$  **gültig für  $l$  kleiner als  $\lambda/4$**  (tg=tangensfunktion)

Für kleine Werte von (+-) X gilt **(+-) X = 6.28 \*  $Z_w$  \* ( $\Delta l / \lambda$ )** ((+-) j Ohm)

Bemerkung: Mit einer Leitung der Länge 0 bis  $\lambda/4$  lässt sich jeder gewünschte Blindwiderstand herstellen. Man macht davon hauptsächlich Gebrauch im VHF/UHF Bereich.

### 3.) Strom - und Spannungsverhalten auf der Antenne

Zieht man eine Zweidrahtleitung so auseinander, dass an der Einspeisestelle nach links und rechts zwei gleich lange Drähte entstehen, so ändert el. betrachtet an den Leitungseigenschaften nicht Wesentliches. Das so **entstehende Gebilde der Dipol**, weist also. mit **Ausnahme des Strahlungswiderstand**, fast die gleichen Eigenschaften auf wie die ursprüngliche Leitung.  
**Bild 2**

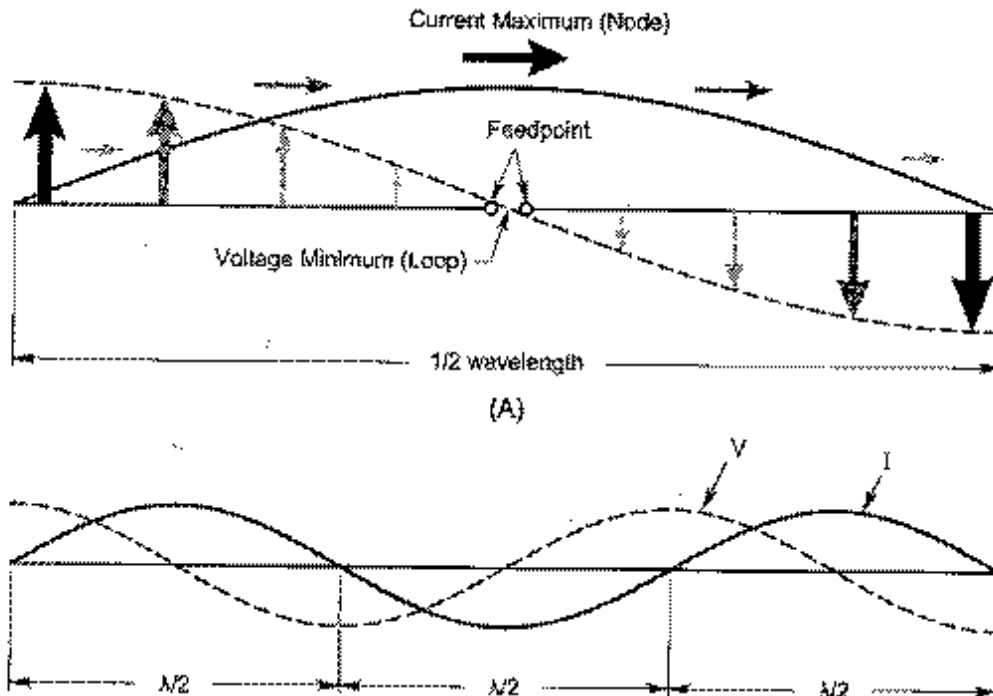


Das Bild unten zeigt die typische Strom/ Spannungsverteilung auf einem  $\lambda/2$  langen **Dipol**. Betrachtet man nur die Hälfte, also  $\lambda/4$ , und ersetzt die fehlende Hälfte durch eine unendlich gut leitende Fläche, so erhält man ein **Monopol**.

Die Strom/Spannungsverteilung auf dem **Monopol** entspricht exakt **der Hälfte der eines Dipols**. Die Anspeisung am Anspeisepunkt (Feedpoint) muss relativ niederohmig erfolgen, da hier maximaler Strom und minimale Spannung herrscht.

Der theoretische **Fusspunktswiderstand (Strahlungswiderstand)** eines **Dipol** liegt bei **73 Ohm**. Der theoretische **Fusspunktswiderstand eines Monopol** liegt bei **36 Ohm**, nämlich genau der Hälfte des Dipols.

**Bild 3**



Das untere Bild zeigt die Strom/ Spannungsverteilung auf einer  $1.5 \lambda$  langen Antenne. Im Gegensatz zu oben muss diese Ant. hochohmig angespeist werden, da am Einspeisepunkt max. Spannung und minimaler Strom vorherrscht.

### 3a.) Begriff des Wellenwiderstandes

Bei der Betrachtung der **verlustlosen Leitung** und demzufolge auch **bei einer Antenne** taucht der Begriff **Wellenwiderstand** in Ohm auf. Was ist dies für eine Grösse? Dieser Widerstand ist mit einem Ohmmeter nicht messbar. Er ist einzig durch die geometrischen Abmessungen (Länge, Drahtdurchmesser, Höhe über Boden) etc. und durch das ihn umgebende Material, falls vorhanden, charakterisiert.

Für den Dipol gilt .  $Z_w(\text{dipol}) = 120 \text{ Ln} (0.575 * l / d )$

Für den Monopol gilt .  $Z_w(\text{mono}) = 60 \text{ Ln} (1.15 * h / d )$

Die Grössen  $l, h, \dots, d$  sind in den gleichen Masseinheiten einzugeben. (Z.B. Meter, cm, mm etc.) Mit Ln ist der natürliche Logarithmus gemeint.

In beiden Formeln tritt eine weitere Grösse auf, die scherzhaft auch **BMI** genannt werden kann. Sie sagt etwas über den **Schlankheitsgrad** der Antenne aus und wird sowohl für die Berechnung des eben genannten Wellenwiderstandes sowie auch für den noch zu besprechenden Verkürzungsfaktor der Antennenlänge gebraucht.

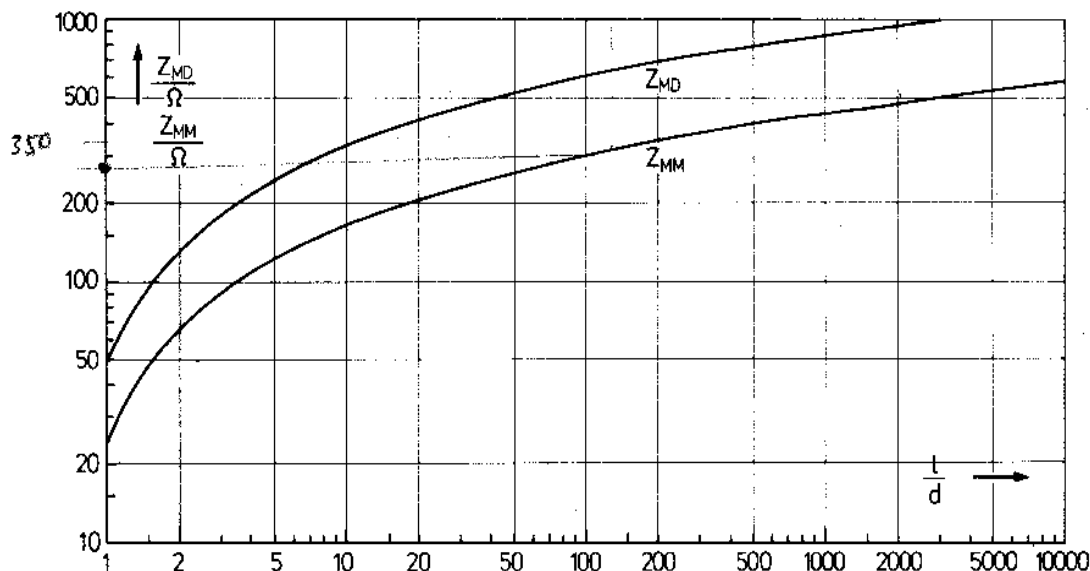
Beispiel: 80m Dipol mit  $l = 40\text{m}$ , Drahtdurchmesser 5mm (0.005m)

Schlankheitsgrad:  $L / d = 40 / 0.005 = 8000$  Aus der Tabelle liest man ab :  $Z_wD = 1050 \text{ Ohm}$

Wie bereits gezeigt wurde, ist die Kenntnis des Wellenwiderstandes wichtig um die Kenndaten der Antenne zu berechnen. So zum Beispiel der im allg. komplexe Fusspunkt- bzw. Einspeisepunkt-Widerstand ( $Z_a = R_a + jX$ ), sowie die an der Antenne im Betrieb auftretenden Spannungen / Ströme.

#### Bild 4

Wer zu bequem ist zu rechnen, der kann den Wellenwiderstand auch mit Hilfe der nachstehenden Grafik bestimmen.



$Z_{MD}$  = Wellenwiderstand des Dipols

$Z_{MM}$  = Wellenwiderstand des Monopols

## 4.) Geom. Länge der Antenne

Die minimale Länge mit der eine **Dipol**-Antenne in Resonanz gebracht werden kann ist  $L=\lambda/2$

Die minimale Länge mit der eine **Monopol**-Antenne in Resonanz gebracht werden kann ist  $L=\lambda/4$

Die Wellenlänge ist definiert zu :

$$\lambda = c_0 / (f \cdot \sqrt{\epsilon_r \mu_r}) \quad \text{wobei: } \epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad \epsilon_r \text{ in Luft} = 1 \quad \epsilon_0 = 8.84 \text{ pF/m}$$

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad \mu_r \text{ in Luft} = 1 \quad \mu_0 = 1.25 \text{ } \mu\text{Hy/m}$$

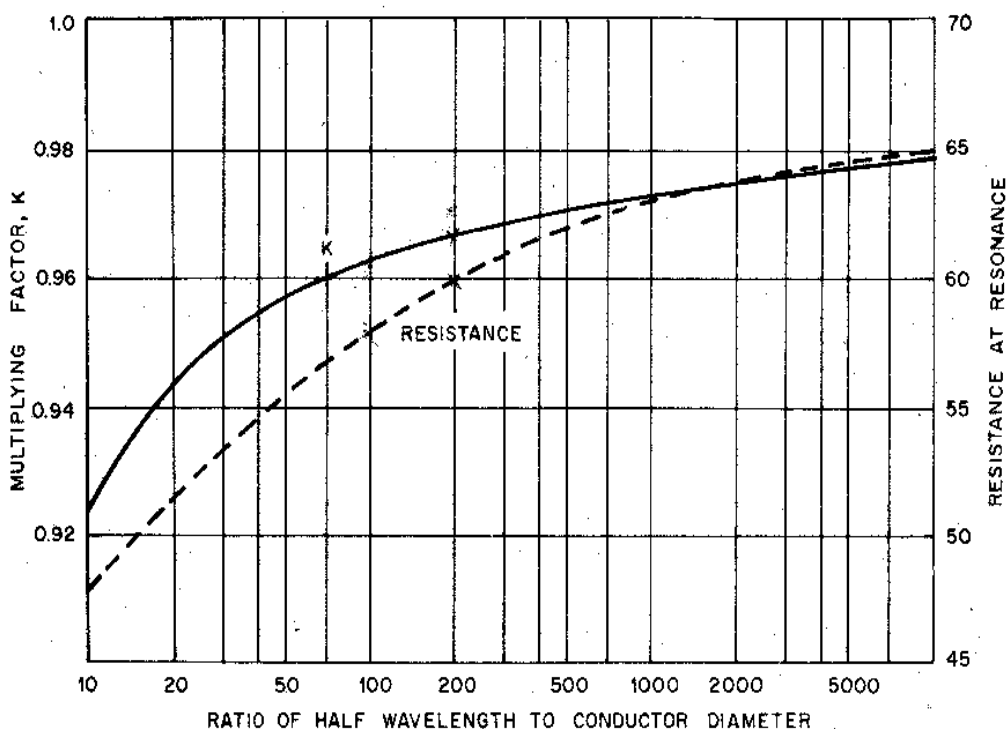
$$c_0 = \sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0} \quad c_0 = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad f \text{ in Hz (1/s)}$$

Wird nun gemäss dieser Formel die theoretische Länge des nötigen Drahtes bestimmt, so wird der Dipol oder Monopol **nicht** auf der vorgesehenen Frequenz Resonanz aufweisen. Die Frequenz wird um einige % zu tief liegen. Das heisst, die Antenne weist nebst dem reellen Widerstand noch einen **induktiven Blind-Widerstand** auf, was bedeutet, dass sie elektrisch zu lange ist.

Die Begründung für diesen Effekt ist einerseits in den Drahtenden zu finden, welche eine zusätzliche Randkapazität aufweisen und in der Tatsache, dass in einem metallischen Leiter die Lichtgeschwindigkeit nicht mehr erreicht wird. Um nun trotzdem Antennen zu bauen die auf Anhieb so funktionieren wie geplant, ist eine Längenkorrektur in der Formel einzubauen.

**Resonanz** bedeutet ja, dass die Antenne **keine Blindwiderstände** sondern nur einen **reellen Einspeisepunkt-Widerstand** aufweisen darf.

**Bild 5** Die Grafik zeigt wie gross der Korrekturfaktor ( k ) werden muss.



Auf der untern horiz.Achse ist der bereits bekannte Schlankheitsfaktor aufgetragen mit  $s = ( \text{Länge der Antenne geteilt durch den Durchmesser des Drahtes oder Rohres} )$

Auf der senkrechten, linken Achse, ist der Verkürzungsfaktor in % der Antennenlänge angegeben. Die Wellenlänge wird damit neu zu  $\lambda = k \cdot c_0 / (f \cdot \sqrt{\epsilon_r \mu_r})$

## 5.) El-Mag. Wechselfelder in der Umgebung der Antenne

Jede strahlende Antenne ist umgeben von reaktiven magnetischen und elektrischen Feldern. Das sich aus diesen Feldern entwickelnde sog. **Fernfeld** ist frühestens ab  $\lambda/2$  Distanz von der Antenne feststellbar. (Es wird durch die viel stärkeren reaktiven Felder überdeckt)

Die **reaktiven Felder** sind nur in **unmittelbarer Nähe** feststellbar. Sie klingen sehr rasch ab. Diese sind zueinander **räumlich** und **zeitlich** um  $90^\circ$  phasenverschoben (Analogie zum Schwingkreis).

Das reakt. **kapazitive** Feld nimmt über die Distanz von der Antenne mit der **3.Potenz** ab.  
Das reakt. **magnetische** Feld nimmt über die Distanz von der Antenne mit der **2.Potenz** ab.

Das **el.-mag.- Fernfeld** ist erst nach ca. **3 - 5 Wellenlängen** voll ausgebildet und nimmt mit der Distanz mit **1/r** ab (Hyperbel). Es breitet sich von der Antenne ausgehend **kugelförmig** in den Raum aus. Das el. Feld(  $E \rightarrow$  ) ist mit dem mag. Feld (  $H \rightarrow$  ) verknüpft und steht senkrecht zu ihm. Beide Felder sind jedoch in Phase. Zusammenhang :  $E = H \cdot Z_0$  mit  $Z_0 = \sqrt{(\mu_0 / \epsilon_0)}$   
Das heisst: Beide Felder haben an einem bestimmten Ort im Raum zur gleichen Zeit die gleiche relative Feldstärke. Das Fernfeld ist ein Gesamtfeld ( Fernfeld = Wirkfeld) und kann nicht getrennt werden.

**In der Antennenpraxis** unterscheidet man nun **3-Bereiche**:

Bereich 1:	Reaktives Nahfeld	Gültigkeit bis ca. $\lambda/2$	Distanz
Bereich 2:	Misch-Nahfeld (Felder klingen ab)	Gültigkeit bis ca. $\lambda/2 \dots 5 \lambda$	Distanz
Bereich 3:	Fernfeld (Komplett aufgebaut)	Gültigkeit ab ca. $3\lambda \dots 5 \lambda$	Distanz

Definition des **Radius** des Nahfeldes:  **$R = (2 \cdot l^2) / \lambda$**

R = Radius in Meter; l = längste Ausdehnung der Antenne in Meter;  $\lambda$  in Meter

### Beispiel:

80m-Band Dipol ( $\lambda=80m$ ) . Grösste Abmessung: Länge 40m.

Ergibt als Nahfeld - Radius:  $(2 \cdot 1600) / 80 = 40m$

**Hinweis** : Alle metallischen Gebilde innerhalb dieses Radius können Bestandteil der Antenne sein!

### Definition der Feldpolarisation:

El.Feldkomponente **horizontal zur Erdoberfläche** : so heisst dies **Horizontale** Polarisation  
Typ.Vertreter ist horiz.liegende Yagi antenne.

El.Feldkomponente vertikal **zur Erdoberfläche** : so heisst dies **Vertikale** Polarisation  
typ.Vertreter ist die Groundplane - Antenne

### Hinweis für Antennenabgleich bezüglich Vor/Rückwärts-Verhältnis:

Aus obiger Erläuterung ist ersichtlich, dass die Nahfeld Feldstärken in einer Entfernung bis zu ca.  $3-5\lambda$  bemerkbar sind.

Will man z.B. eine Antenne auf ein V/R von 30 dB abgleichen, so heisst dies, dass die Nahfeld Feldstärken noch höchstens 3% betragen dürfen. Fazit: **mindestens  $10 \lambda$  - Abstand halten** ansonsten der Abgleich fragwürdig wird. Auch auf **der gleichen Wellenlänge** in der Nähe befindliche Antennen strahlen Energie ab, die die Messresultate komplett verfälschen können.

Auch für **vergleichende Antennenmessungen am gleichen Ort** ist obige Aussage zu beachten, da innerhalb dieser Distanz die Vergleichsantennen miteinander koppeln können und im Fernfeld nur als eine einzige Antenne wahrgenommen werden . (Mutual coupling )

**Diese Aussage gilt für jede Art von Antennen!**

## λ/4 - Monopol-Antenne

Eine Monopolantenne ist dadurch charakterisiert, dass sie quasi eine amputierter Dipol darstellt. Der zweite Dipolschenkel stellt die Erde dar. Der Monopol kann deshalb nur mit einem guten Erdsystem ( Radials, Erdnetz etc.) optimal arbeiten.

Das heisst:

**Monopol und Erdsystem bilden eine Einheit und müssen zwingend miteinander betrachtet werden.**

### Das elektrische Wechsel Feld

#### um den Monopol

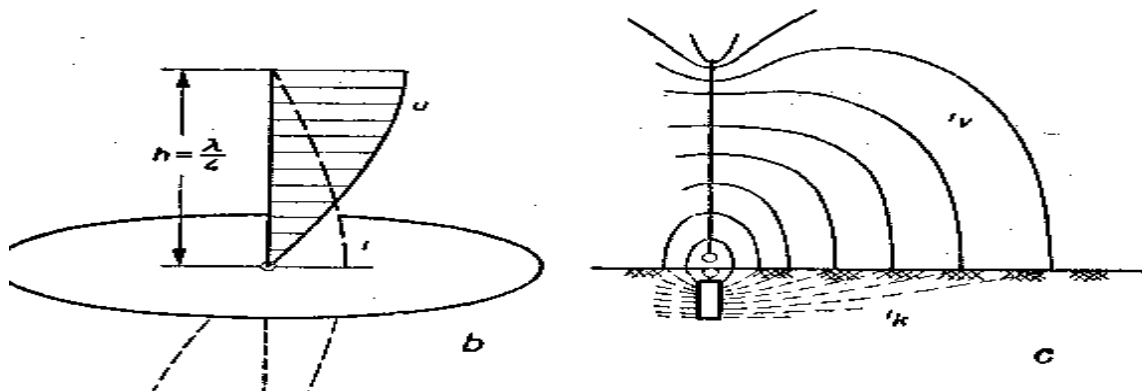
Das **el. Feld** umgibt den Monopol ähnlich einer Käseglocke. Wo das E-Feld in den Erdboden eindringt, entstehen sog. radiale Konvektionsströme die zum Fusspunkt des Monopol zurückfliessen. Die im Erdreich vorhandenen Widerstände sind für die entstehenden Verluste verantwortlich.

### Das magn. Wechsel Feld

Das **mag. Feld** umgibt den Monopol auf konzentrischen Kreisen. Dort wo es in den Erdboden eindringt entstehen induzierte Ströme welche mit den vorhandenen Erdwiderständen wiederum zu Verlusten führen.

Diese beiden Verlustarten bestimmen im Wesentlichen das bestmögliche elektr. Verhalten eines Monopols. Sie müssen deshalb so klein wie möglich gehalten werden. (Erdnetz, Radials)

**Bild 6**



Der Strahlungswiderstand einer Monopolantenne ist ein Mass für die Abstrahlung von el.mag. Energie in den Raum. Er ist ein fiktiver Widerstand und wird gedanklich dort angesiedelt wo auf dem Monopol der höchste Strom fliesst. Da im λ/4 -Monopol im allg. im Fusspunkt der max. Strom fliesst, wird er dort, zusammen mit den immer vorhandenen Verlustwiderständen, als Bestandteil des Fusspunkt-Widerstandes gemessen.

Der Strahlungswiderstand wird beim Monopol

$$R_s = 1600 (hw/\lambda)^2 \quad (\text{in Ohm})$$

Der Strahlungswiderstand wird beim Dipol

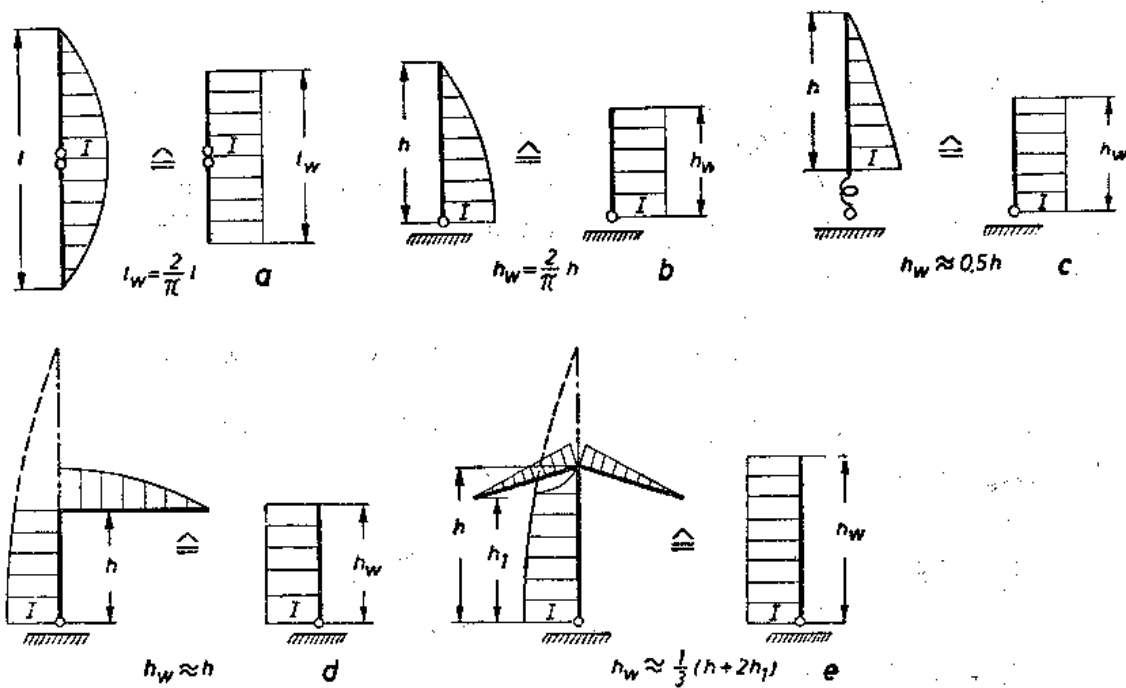
$$R_s = 800 (lw/\lambda)^2 \quad (\text{in Ohm})$$

$hw$  ,  $lw$  bedeutet wirksame Höhe / Länge der Antenne und hängt von der Stromverteilung auf der Antenne ab. (Sinus- Rechteck- Dreieckförmige Stromverteilung)

$Hw$  ,  $Lw$  ist meistens kleiner als die physikalische Höhe / Länge der Antenne. Sie wird durch einen einfachen Flächenvergleich (Integral), der Strombelagsfläche über der Länge der Antenne, in ein flächengleiches Rechteck ermittelt. Die mit der Basis als max.Strom so entstehende Höhe des Rechteckes wird wirksame Höhe  $Hw$  oder (Länge)  $Lw$  genannt.



**Einige Beispiele von Antennen und ihren wirksamen Höhen/Längen**  
**Bild 7**



**Bild 286. Wirksame Höhe verschiedener Antennen (a Dipol von großem Schlankheitsgrad, b Stabantenne von großem Schlankheitsgrad, c Antenne mit Verlängerungsspule, d L-Antenne, e Schirmantenne)**

Beispiele:

- $\lambda/4$  Antenne  $h_w = 0.64 h(\text{phys.})$
- $\lambda/8$  Antenne  $h_w = 0.32 h(\text{phys.})$
- $0.05\lambda$  Antenne  $h_w = 0.5 h(\text{phys.})$

Der Zusammenhang zwischen der in den Raum abgestrahlter Leistung und der Größe des Strahlungswiderstand  $R_s$  wird zu :

Strahlungsleistung  $P = (I A)^2 * R_s$

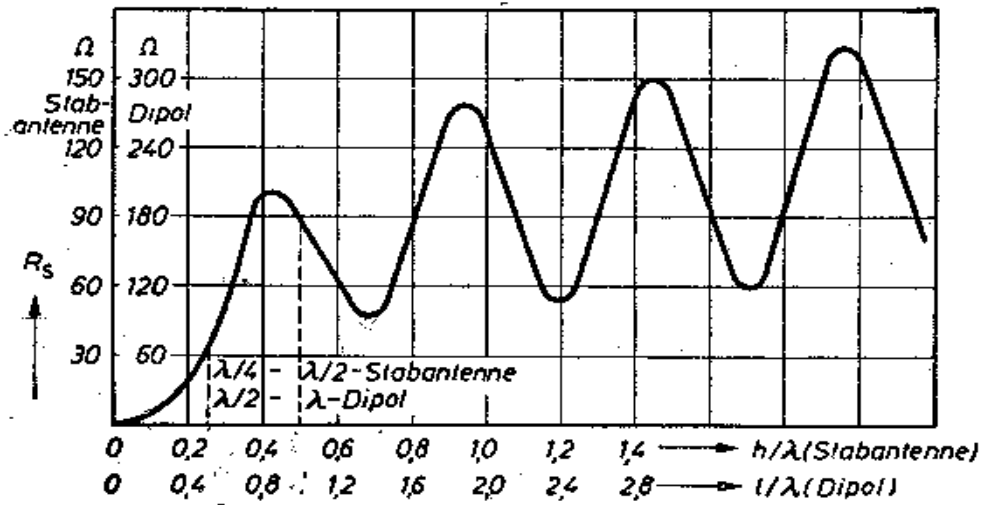
Beim  $\lambda/4$  Monopol wird angenommen, dass im Fusspunkt der maximale Strom  $I A$  fließt.

Die Beispiele für einige Antennenhöhen (..längen) ergeben eine Idee über die zu erwartende Größenordnung der Strahlungswiderstände .

Antennen - Höhe	$h_w : \lambda/4$	$R_s = 36 \text{ Ohm}$	bei 7.1 MHz	ca. Länge = 10.35m.
Antennen - Höhe	$h_w : \lambda/8$	$R_s = 9 \text{ Ohm}$	bei 7.1 MHz	ca. Länge = 5.18m.
Antennen - Höhe	$h_w : \lambda/20$	$R_s = 1 \text{ Ohm}$	bei 7.1 MHz	ca. Länge = 2.07m.

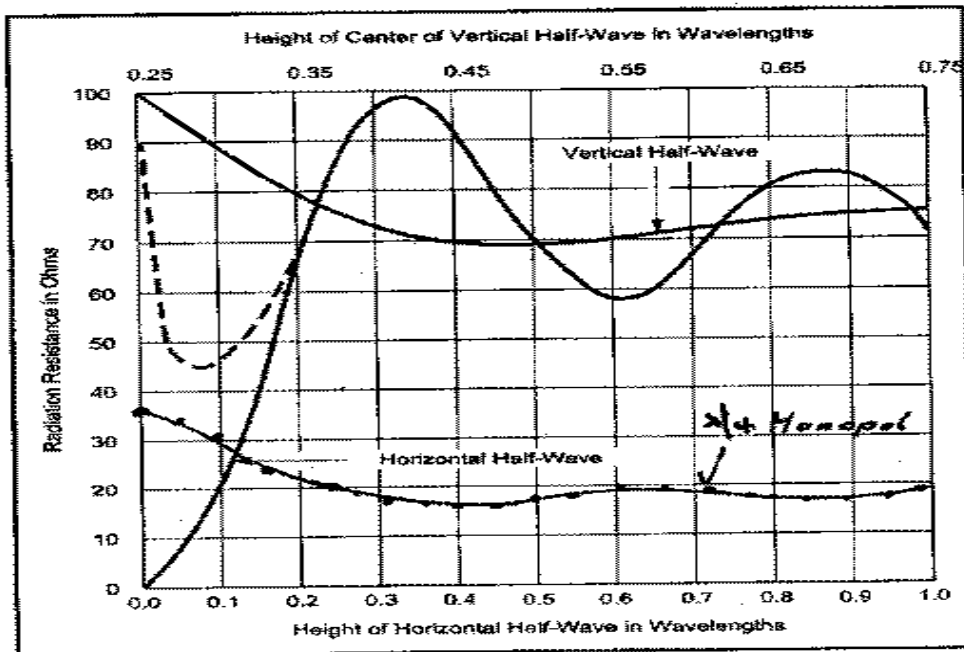
**Tabelle der Strahlungswiderstände in Abhängigkeit von  $h/\lambda$  oder  $L/\lambda$**

Bild 8



Bemerkung: Der Strahlungswiderstand des Monopol nimmt bis ca.  $0.35 \lambda$  mit der Länge quadratisch zu. Verkürzt man ihn z.B. von  $\lambda/4$ , auf die Hälfte, also auf  $\lambda/8$ , so fällt er von 36 Ohm auf 9 Ohm.  
 N.B. Der quadratische Verlauf des Fusspunktwidestandes gilt beim Monopol ab  $0.35 \lambda$ , und beim Dipol ab  $0.7 \lambda$  nicht mehr. Siehe Grafik Bild 8.

**Tabelle der Strahlungswiderstände in Abhängigkeit von der Höhe über dem Boden  
 Bild 9**



Die wellenartigen Schwankungen des Strahlungswiderstandes rühren von den reaktiven Feldern her, welche el. Gegen-Felder mit entsprechenden Strömen in die Antenne induzieren. Je grösser die Distanz zum Boden wird, desto schwächer werden sie und verlieren an Einfluss. Der Strahlungswiderstand nähert sich in grösserer Höhe dem theoretischen Wert von 73 Ohm.

## Die Fusspunkt- Impedanz des Monopol.

Die Fusspunktimpedanz einer Antenne ist im Allgemeinen nicht rein resistiv, also reell. Meistens ist sie mit induktiven oder kapazitiven Blindanteilen behaftet.

$Z_a = R_a + jX$  wobei:  $+jX$  ein induktiver Blindwiderstand darstellt  
 $-jX$  ein kapazitiver Blindwiderstand darstellt

Bei Resonanz der Antenne ist nur der reelle Widerstand  $R_a$  vorhanden.

Im  $R_a$  sind verschiedene Widerstände zusammen gefasst, die einzeln bestimmt werden müssen .

$$R_a = R_s + R_e + R_{vs} + R_{cu} + R_{rs}$$

Wobei:

- $R_a$  = Gesamt Widerstand im Fusspunkt wirksam
- $R_s$  = Strahlungswiderstand
- $R_e$  = Widerstand des Erdnetzes (Erdwiderstand)
- $R_{vs}$  = Verlustwiderstand einer ev.vorh. Ladespule ( $R_{vs} = \omega L / Q$ )
- $R_{cu}$  = Draht / Rohrwiderstand der Antenne ( inkl. Skin-Effekt)
- $R_{rs}$  = Widerstände der Radials

Die vorhandenen Blindwiderstände rühren meistens von zu kurzen oder zu langen Abmessungen der Rohre / Drähte her. Auch ev. auf dem Boden verlegte Radials, können je nach deren Längen und / oder Wetterverhältnissen zusätzliche Blindwiderstände einfügen. Diese müssen durch gezielte Abgleicharbeiten zu Null kompensiert werden, um am Schluss nur noch den übrigbleibenden reellen Widerstand auf das Speisekabel zu transformieren.

## Erdwiderstand

Das einwandfreie funktionieren des Monopols der Länge  $L = \lambda/4$  hängt, wie schon früher bemerkt, von einem kleinstmöglichen Erdungswiderstand ab. In der gängigen Amateurpraxis ist dies aber keinesfalls einfach zu erreichen. Die Idee mit einem 3m tiefen Erdpfahl sei der Erdung genüge getan, klappt definitiv nicht. Man erinnere sich an das Bild No.6, Felder um die Antenne, wo gesagt wurde, dass das Nahfeld der Antenne sich weiter als  $\lambda/2$  weit ausbreitet. Die fließenden Rückströme zum Antennenfusspunkt müssen also möglichst umfassend und verlustarm eingesammelt werden. Das ist am Meeresufer noch einigermaßen gut möglich. In unseren Breitengraden mit Stein-,Fels-, Kies- und Stadtböden ist es nicht ganz einfach auf Erdwiderstände in der Grössenordnung von ca. 3 - 5 Ohm zu kommen.

Erdwiderstände sind eine Folge der Bodenbeschaffenheit. Diese ist verantwortlich für die sog. Strom-Eindringtiefe, welche ein Mass für die Leitfähigkeit des Stromes darstellt.. Definiert wird sie als die Tiefe, bei welcher der Oberflächen - Strom auf 37% des Anfangswertes gefallen ist. Je nach Arbeitsfrequenz und Bodenbeschaffenheit variiert diese beträchtlich. Vom cm-Bereich bis zu einigen 10m Tiefe ist alles möglich. (Jahreszeitlich / Wetterbedingt)

Fazit: Die Bodenbeschaffenheit können wir nicht verändern. **Was also dann ?**

Wir verkleinern den Erdwiderstand indem wir Hilfsdrähte, sog. Radials, bestimmter Länge auf den Boden legen oder eingraben und mit dem Fusspunkt verbinden. Man kann auch das Radialnetz in ca. 3m Höhe verspannen und erreicht dann noch bessere Resultate (Erdverluste minimiert).

Die nachfolgende Grafik und die nächsten Bilder geben darüber Auskunft.

# Eindringtiefen in Meter bei verschiedenen Frequenzen und Erdtypen

Bild 10

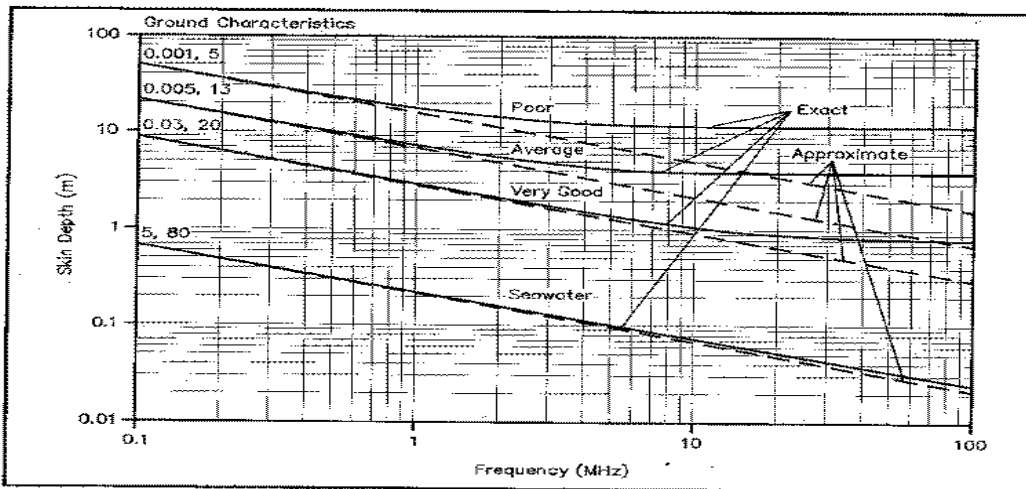


Figure 12—Skin depth in soil of various characteristics as a function of frequency.

Leitfähigkeit und Dielektrizitätskonstante verschiedener Erdtypen.

**Table 1**  
**Conductivities and Dielectric Constants for Common Types of Earth**

Surface Type	Dielectric constant	Conductivity (S/m)	Relative quality
Fresh water	80	0.001	
Salt water	81	5.0	
Pastoral, low hills, rich soil typ Dallas, TX to Lincoln, NE areas	20	0.0303	Very good
Pastoral, low hills, rich soil typ OH and IL	14	0.01	
Flat country, marshy, densely wooded, typ LA near Mississippi River	12	0.0075	
Pastoral, medium hills and forestation, typ MD, PA, NY (exclusive of mountains and coastline)	13	0.006	
Pastoral, medium hills and forestation, heavy clay soil, typ central VA	13	0.005	Average
Rocky soil, steep hills, typ mountainous	12-14	0.002	Poor
Sandy, dry, flat, coastal	10	0.002	
Cities, industrial areas	5	0.001	Very Poor
Cities, heavy industrial areas, high buildings	3	0.001	Extremely poor

# Erdwiderstand versus Anzahl Radials ( Normal Boden )

Bild 11

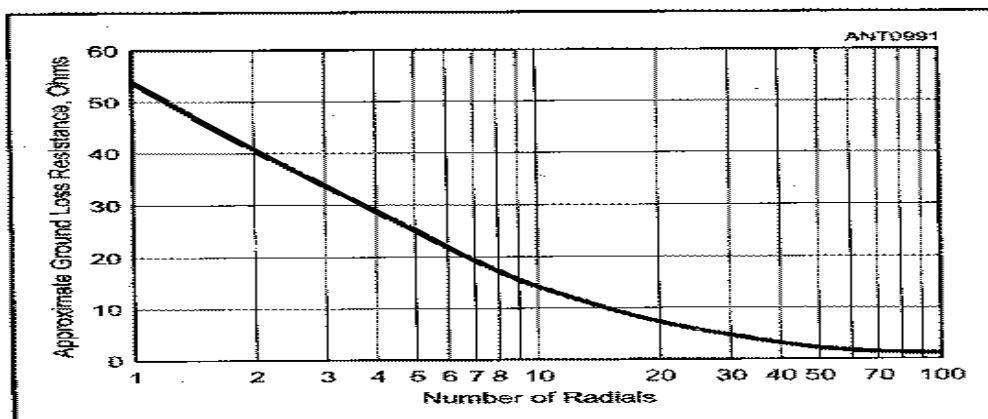
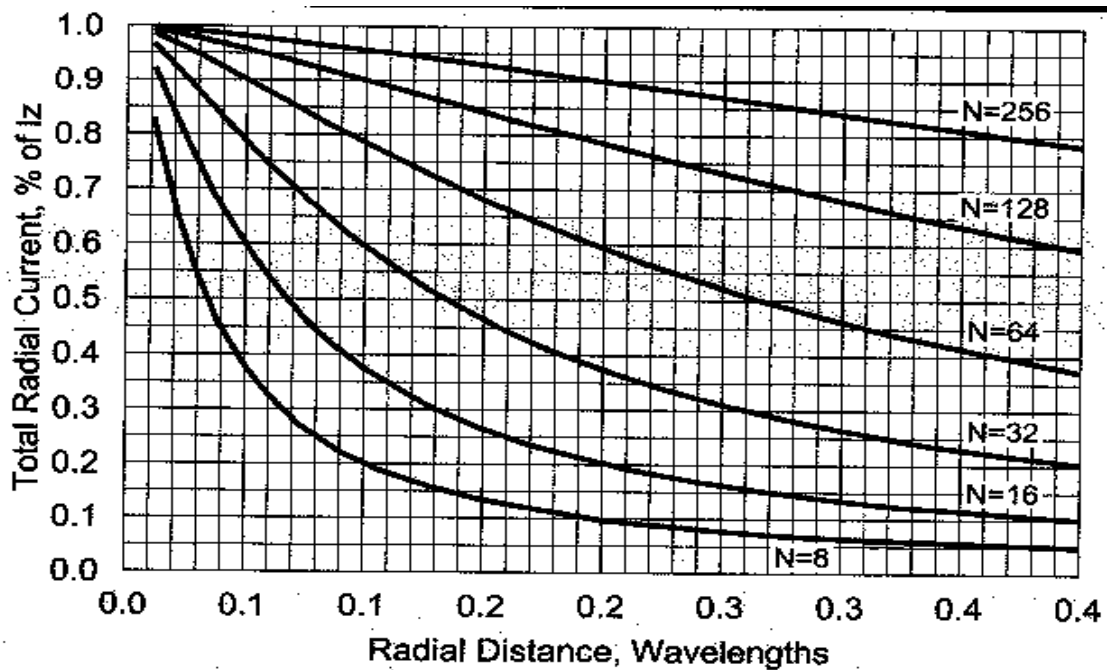


Fig 13-5 — Measured resistance of resonant monopole of Fig 13-4 as a function of the number of buried radials over typical soil.

**Gesamt-Radialstrom in % des in den Fusspunkt fliessenden Stromes in Abhängigkeit der Distanz vom Fusspunkt des Monopol**

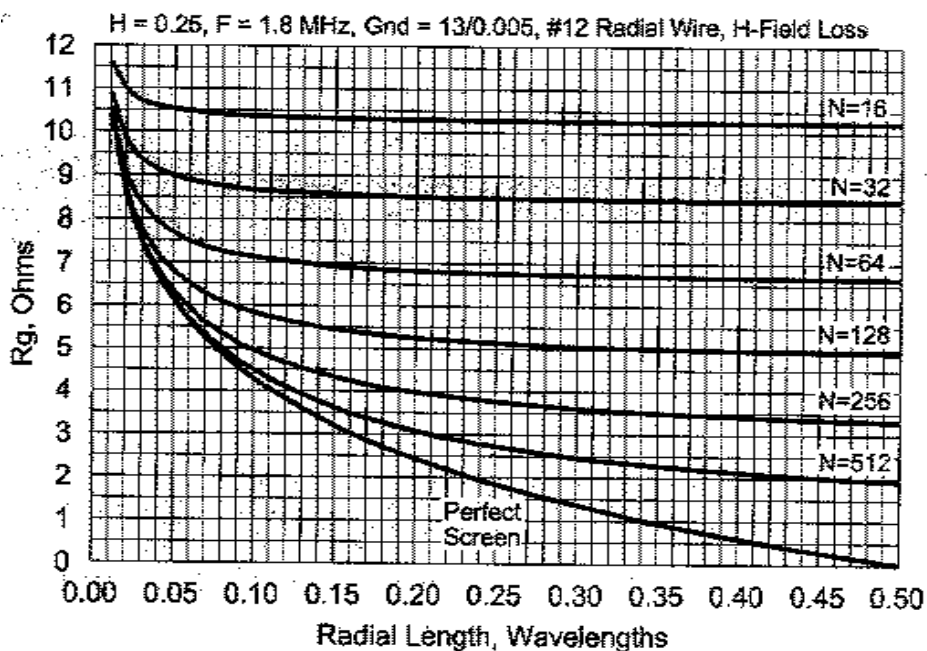
**Bild 12**



Im Bild 12 erkennt man, dass eine Radialverlängerung über eine optimale Länge hinaus keinen Nutzen bringt. Die Stromdifferenz zu 100% wird durch die schlecht leitende Erde erbracht, welche einen Zusatzverlust darstellt.

**Erdwiderstand versus Anzahl Radials**

**Bild 13**



## Ersatzschaltbild des Monopols

Um seine elektrischen Merkmale zu beschreiben kann der  $\lambda/4$  Monopol durch einen Serieschwingkreis nachgebildet werden.

Die entsprechenden Komponenten heissen:

- La und Ca = Antennen – Induktivität/Kapazität
- Rs + Rvs = Ladespule mit Verlustwiderstand ( nur beim kurzen Monopol vorhanden )
- Rs = Strahlungswiderstand
- Re = Erdsystem Widerstand
- Rrs = Radial Widerstände (nicht immer von Bedeutung )
- G = Symbol für Anspeisequelle (Generator....Tx.etc. )

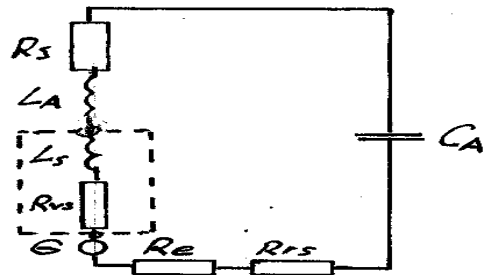
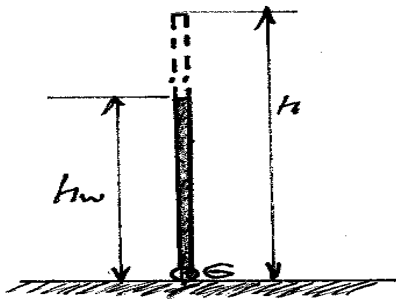


Bild 14

Aus diesen Grössen errechnen sich:

			Einheiten
- Blindwiderstand Xa	Xa	= -jZw * ctg (360 * h / λ)	Ω ( h ≤ λ/4 )
- Antenneninduktivität La	La	= 2 * h * ln(1.15 * h / d)	cm / nH
- Antennenkapazität Ca	Ca	= 0.565 * h / ( ln1.15 * h / d )	cm / pF
- Wellenwiderstand Zw	Zw	= 60 * ln( 1.15 * h / d )	Ω
- Strahlungswiderstand Rs **	Rs	= 1600 ( hw / λ ) <sup>2</sup>	Ω
- Die Betriebsfrequenz f <sub>0</sub>	f <sub>0</sub>	= 1 / 2π√ La*Ca *(4/π <sup>2</sup> )	Hz
- oder Wellenlänge λ	λ	= k * C <sub>0</sub> / ( f * (√ε <sub>r</sub> μ <sub>r</sub> )	m
- Summe aller Widerstände	ΣR	= Rs+Rvs+Re+Rrs	Ω
- Antennen QB (1/√2-Punkte)	QB	= ( 2 * π * f <sub>0</sub> * La*2/π ) / ΣR	-----
- oder auch QB (1/√2-Punkte)	QB	= ( π/4 ) * Zw / ΣR	-----

N.B. Die QB-Werte beziehen sich auf 1/√2-Punkte ≡ SWR 1:2.6 )

- Antennen Q-Werte	Q(SWR 1:2.) = Q (SWR 1:2.6) * (1 / 0.75)	
- Bandbreite (SWR 1:2.6) Bw1	= f <sub>0</sub> / QB	Hz
- Bandbreite (SWR 1:2.0) Bw2	= 0.75 * Bw1	Hz
- Wirkungsgrad η	η = Pout / Pin = Rs / ΣR	-----

Achtung: Rs\*\* nur gültig bis λ/4 --- für l ≥ λ/4 siehe gültige Werte im Bild 8

Mit Grafik Bild 4 / Bild 5 kann der Schlankheitsgrad bzw. Wellenwiderstand bestimmt werden.

**Beispiel:**

Annahme:

Kw-Antenne für das 40m Band

Sendeleistung TX 500W

40m Band-Monopol der Länge =  $\lambda/4 \equiv \text{ca. } 9.6\text{m}$

Der Strahlungswiderstand ergibt sich zu  $R_s = 36 \Omega$

4-Radials à 7m Länge mit  $R_e = 36 \Omega$  Erdwiderstand, normalen Wiesenboden ( $\delta = .005 / \epsilon = 13$ )

Keine weiteren Verluste angenommen.

Somit Wirkungsgrad  $\eta = 36/(36+36) = 0.5 = 50\%$ .

Von den 500 W Input, werden 250 W den Würmern als Heizung zur Verfügung gestellt!

Gleiche Annahme, aber jetzt mit 32 Radials à  $0.15 \lambda = 6\text{m}$  Länge mit  $R_e = 9.5 \Omega$

Somit Wirkungsgrad  $\eta = 36/(36+9.5) = 0.8 = 80\%$

Von den 500 W Input werden noch 100 W im Boden verheizt. Jetzt allerdings mit ca. 192 m Radial Totallänge gegenüber 28 m Totallänge von vorher. Man registriert: Auf dieser Welt gibt es nichts gratis --- auch nicht in der Physik---

Diese Beispiele sind nicht theoretischer Natur sondern normale Praxis, wobei z.B. 50% Wirkungsgrad noch komfortabel ist gegenüber Mobilantennen (sog. Peitschenantennen) die mit Wirkungsgraden in der Größenordnung von 1....5% arbeiten. Dies bedeutet, dass für gleiche Feldstärken am Empfangsort eine 20....100 fache Leistung nötig wird. (Man rechne selbst)

## Überschlagsmässige Berechnung eines Monopols

OM Waldheini wünscht sich einen  $\lambda/4$ -Monopol für das 40m Band . Er besitzt bereits einen Tx mit Bergschuh von 500W Ausgangsleistung. Er überlegt sich 2 Varianten von Monopol. Eine Drahtantenne mit 3mm Drahtdurchmesser an einem GFK -Mast , oder ein abgespannter Alu-Mast mit 50mm Durchmesser.

Als erstes bestimmt er die theoretische Länge des Monopols.

$$\lambda = 300 / F \quad \text{mit } F = 7,1 \text{ Mhz} \quad \lambda = 42.25\text{m} \quad \lambda / 4 = 10.56\text{m}$$

Als zweitens bestimmt er den Schlankheitsgrad  $S = \text{Länge} / \text{Durchmesser}$

Für den Draht ergibt sich: 10560 mm dividiert durch 3mm      Somit ein  $S_d = \text{ca.} 3500$

Für das Rohr ergibt sich: 10560 mm dividiert durch 50mm      Somit ein  $S_r = \text{ca.} 200$

Er ist zu faul um zu rechnen und findet in der Tabelle Bild 5 den Wert des Verkürzungs-Faktor für den Draht  $k_d$ . Dieser ist ca. 0.98 und der Rohr - Faktor  $k_r$  ist ca. 0.965.

Mit der Wellenwiderstandsgrafik Bild 4 bestimmt er auch noch den Wellenwiderstand.

Er findet für einen  $S_d$  von 3500 den  $Z_{w1} = 500 \Omega$  und für einen  $S_r$  200 den  $Z_{w2} = 350 \Omega$  .

Der Strahlungswiderstand Bild 8 ist mit der Ant.höhe von  $\lambda/4$  auch schon klar.  $R_s = 36 \Omega$

Um einen hohen Wirkungsgrad zu erreichen, er hat ja genügend Platz, entscheidet er sich für

64 isolierte Radials à je  $0.15 \lambda$  (6.3m) mit einem Drahtdurchmesser von 5mm die er auf dem

Boden verlegt. Gemäss Bild 13 erreicht er ein  $R_e$  von ca.  $7 \Omega$ . Mit diesen wenigen

Kenngrossen ist OM Waldheinis Monopol fertig bestimmt. Er berechnet nun noch den

entstehenden Fusspunktwiderstand, damit er den Antennenstrom ermitteln kann.

$\Sigma R = R_s + R_{vs} + R_e + R_{rs}$        $R_{vs}$  existiert nicht und  $R_{rs}$  kann er vernachlässigen, da dieser nicht von grosser Bedeutung ist . Es bleiben nur noch  $R_s$  und  $R_e$  übrig.

Der Fusspunktwiderstand  $\Sigma R = R_s + R_e$  also  $\Sigma R = 36 + 7 = 43 \Omega$

Der Strom im Fusspunkt wird  $I^2 = P_{tx} / \Sigma R$        $I_{\text{max.}} = \sqrt{500/43} = 3,4 \text{ Aeff.}$

Jetzt will er den Wirkungsgrad der ganzen Geschichte noch bestimmen.

$\eta = P_{\text{out}} / P_{\text{in}} = R_s / \Sigma R$       mit  $R_s = 36 \Omega$  und  $R_e = 7 \Omega$  wird  $\eta = 36/43 = \text{ca.} 84\%$

Von den 500W werden ca.420 W (Im fiktiven Strahlungswiderstand) als Strahlungsenergie vom Monopol in den Raum gestrahlt.

Als letztes will er noch die Spannungen an der Mastspitze berechnen da sie einen Hinweis auf die Spannungsfestigkeit der ev. nötigen Abspannisolatoren geben.

$U = I_{\text{max}} * Z_w$        $I_{\text{max}}$  ist bereits bestimmt mit 3.4 A und  $Z_{w1}$  mit  $500 \Omega$  und  $Z_{w2}$  mit  $350 \Omega$ .

Er muss mit den Spitzenwerten der Spannung rechnen, deshalb:

$$U_{p1} = \sqrt{2} * 3.4 * 500 = 2400\text{V} \quad U_{p2} = \sqrt{2} * 3.4 * 350 = 1700\text{V}$$

Mit diesen wenigen Berechnungen ist die Antenne praxistauglich bestimmt und wird in der „Gegend“ arbeiten so wie sie gedanklich geplant wurde.

Zusammenfassung:

Es gibt eigentlich nur wenige Punkte die zu beachten wären:

- Möglichst „**ausgewachsene**“ Antenne planen.
  - Wenn möglich **keine** „**Verkürzten**“ Antennen verwenden, da diese Kompromisse aller Arten eingehen müssen. ( Strahlungswiderstand, Spulen- und Erd-Verluste, Bandbreitenverlust etc.)
  - Erdsystem mit **genügend Radials** planen ( minimal 4 , besser 32 , da kleinere Erdverluste)
  - Erdsystem ev. mit erhöhten Radials (  $h \geq 3\text{m}$  vorsehen Minimierung der Erdverluste)
- Achtung genügend hoch anbringen damit keine Berührung möglich ist. (Hohe Spannungen und Hindernisfreiheit beachten damit keine Gefahr für Mensch und Tier besteht)
- **Distanz halten** von Gebäuden, metallischen grösseren Gebilden, Bäumen etc.

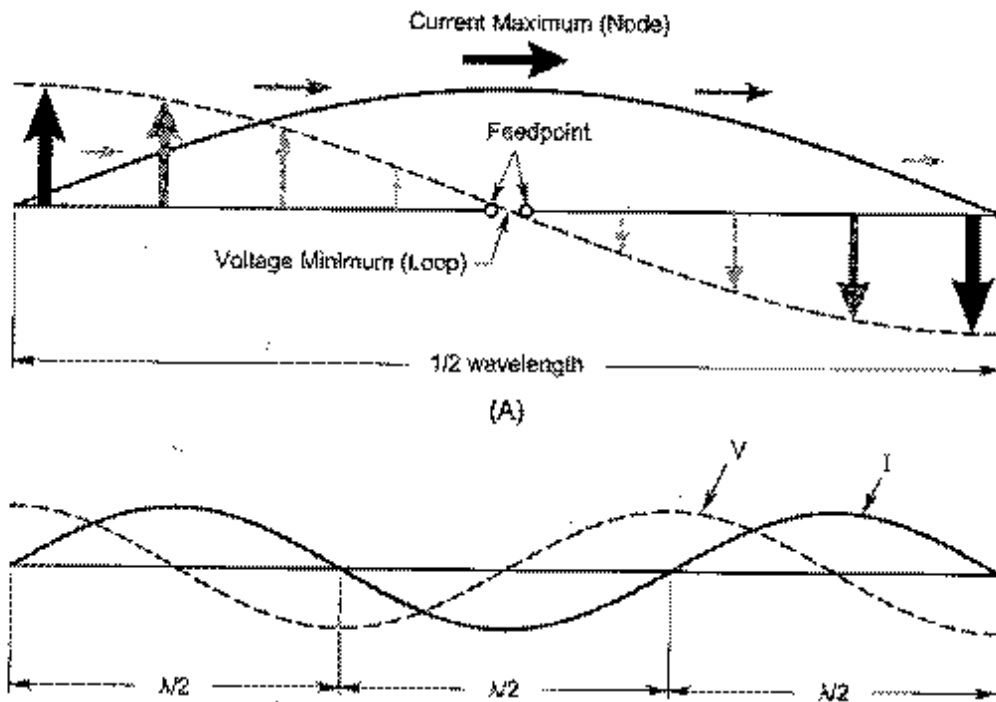


## 7. Erd-Symmetrische horizontale Dipolantenne

Die Dipolantenne ist im Unterschied zum Monopol erdunabhängig Sie braucht deshalb kein Erdsystem um einwandfrei arbeiten zu können.

Die einfachste Dipolantenne ist im Minimum  $\lambda/2$  lang. Der Fusspunktwiderstand beträgt ca. 73 Ohm. Alle bis jetzt getroffenen Feststellungen sind mehrheitlich gültig.

**Bild 15**



### Ersatzschaltbild

Um seine wesentlichen Merkmale zu beschreiben, kann der Dipol im Resonanzfall durch einen Serieschwingkreis nachgebildet werden.

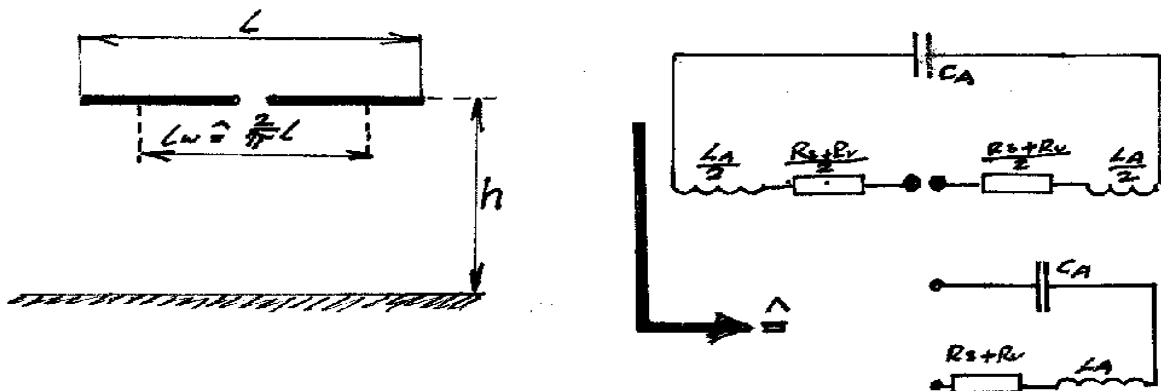
Die Komponenten heissen:

$L_a$  und  $C_a$  = Antennen – Induktivität/Kapazität

$R_s$  = Strahlungswiderstand

$R_v$  = Verlustwiderstand

**Bild 16**



$$L_a(\text{dyn}) = L_a(\text{stat}) \cdot 2/\pi \quad C_a(\text{dyn}) = C_a(\text{stat}) \cdot 2/\pi$$

## Zusammenfassung

Dipol spezifische Formeln:			Einheiten
- Blindwiderstand	$X_a$	$X_a = -j Z_w^* \operatorname{ctg} (360 \cdot l / \lambda)$	$-j \Omega \quad (l \leq \lambda/2)$
- Antenneninduktivität	$L_a$	$L_a = 2 \cdot l \cdot \ln(0.575 \cdot l / d)$	cm / nH
- Antennenkapazität	$C_a$	$C_a = 1.13 \cdot l \cdot / 8 \ln(0.575 \cdot l / d)$	cm / pF
- Wellenwiderstand	$Z_w$	$Z_w = 120 \cdot \ln(0.575 \cdot l / d)$	$\Omega$
- Strahlungswiderstand	$R_s^{**}$	$R_s = 800 \cdot (l_w / \lambda)^2$	$\Omega$
- Summe aller Widerstände	$\Sigma R$	$\Sigma R = R_s + R_v$	$\Omega$
- Die Betriebsfrequenz	$f_0$ :	$f_0 = 1 / 2\pi \sqrt{L_a \cdot C_a} \cdot (4/\pi^2)$	Hz
- oder Wellenlänge	$\lambda$	$\lambda = k \cdot C_0 / (f_0 \cdot (\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}))$	m
- Betriebs- QB(SWR1:2.6)		$QB = (6.28 \cdot f_0 \cdot L_a \cdot 2/\pi) / \Sigma R$	-----
- oder QB(SWR1:2.6)		$QB1 = (\pi/4) \cdot Z_w / \Sigma R$	-----
- Bandbreite (SWR 1:2.6)		$Bw1 = f \cdot \Sigma R / Z_w$	Hz
- Bandbreite (SWR 1:2.0)		$Bw2 = 0.75 \cdot Bw1$	Hz
- Wirkungsgrad $\eta$		$\eta = P_{out} / P_{in} = R_s / \Sigma R$	-----

Achtung:  $R_s^{**}$  nur gültig bis  $\lambda/2$  --- für  $l \geq \lambda/2$  siehe gültig Werte im Bild 8

Mit Grafik Bild4 / Bild5 können der Schlankheitsgrad bzw. Wellenwiderstand bestimmt werden.

Im Gegensatz zum Monopol sind beim Dipol (höher als  $\lambda/2$  über Grund) die entstehenden reaktiven Felder rel. weit vom Erdboden entfernt, sodass Bodenverluste praktisch fast nicht existieren. Allerdings ist beim Bau von Horizontal - Antennen die Umgebung zu beachten. Durch Bäume, Sträucher, Stromleitungen etc. können Streukapazitäten die Resonanzfrequenz des Dipols verändern. Der Boden hat einen weit geringeren Einfluss auf die Resonanzfrequenz. Für DX-Betrieb ist der Dipol normalerweise in einer Höhe  $\geq \lambda/2$  und die zu erwartende Frequenzänderung liegt erfahrungsgemäss bei ca  $\leq 0,5\%$  tiefer gegenüber dem errechneten Idealwert.

Alles was über die el-mag. Felder gesagt wurde, hat auch beim Dipol uneingeschränkt Gültigkeit. Es ist zu beachten, dass im Fernfeld die Feldvektoren gegenüber dem Monopolfeld um  $90^\circ$  gedreht sind. Das heisst, dass der elektrische Feldvektor horizontal und der magnetische Feldvektor vertikal verläuft, dies im Gegensatz zum Monopol-Feld wo der el. Vektor vertikal und der mag. Vektor horizontal verläuft.  
(Bei Messungen mit Testantenne im freien Feld zu beachten)

Die beim Monopol durchgeführten Berechnungen können mit den angegebenen Formeln für den Dipol analog vollzogen werden.

## Antennengewinn " Gain"

Will man verschiedene Antennen charakterisieren und vergleichen so braucht man einen tauglichen Massstab. So quasi einen Antennenmess-Urmeteter. Dieser wurde mathematisch in der Form der isotropen Antenne gefunden (Sie ist ein theoretisches Konstrukt und existiert in der Praxis nicht).

Die isotrope Antenne ist ein gedachter Kugelstrahler der in alle Raumrichtungen (Raumwinkel) die gleiche Leistung aussendet.

Wird die erzeugte Feldstärke von einer isotropen Antenne für einen fernen Punkt gerechnet und die von einer Testantenne bei gleicher Leistung und gleicher Empfangseinrichtung gerechnete Feldstärke gegenüber gestellt, so kann die Leistungsfähigkeit der Testantenne in Bezug auf die isotrope Antenne ermittelt werden.

Der Gain einer isotropen Antenne ist  $G_i = 1$

(Alle Raumwinkel erhalten den gleichen Anteil an Strahlung)

das log.Mass wird zu :  $G_i = 10 \log( P_1 / P_2 ) = 10 \log 1 = 0 \text{ dBi}$

Für **verschiedene** Antennen wurde nun mit Bezug zum Kugelstrahler ein gleichwertiges Mass geschaffen um diverse Antennentypen einfach zu vergleichen.

### Hertz'scher Dipol.

Dieser ist definiert als ein mini-Dipol mit Abmessungen die  $\leq \lambda/2$  sind als  $\lambda/2$

Dieser Dipol strahlt nicht mehr kugelförmig, sondern hat bereits Vorzugsrichtungen weshalb er einen Gewinn aufweist.

Der Gewinn des Hertz'schen Dipol wird zu:  $G(\text{Hz}) = G_i * 1.5$

das log.Mass wird zu :  $G(\text{Hz}) = 10 \log( P_1 / P_2 ) = 10 \log (1.5/1) = 1.76 \text{ dBi}$

### $\lambda/2$ - Dipol

Der normale  $\lambda/2$ - Dipol strahlt ebenfalls in Vorzugsrichtungen und weist deshalb einen Gewinn auf, der aufgrund der grösseren Abmessungen höher ist als der des Hertz'schen Dipols.

Der Gewinn des normalen  $\lambda/2$  Dipols wird zu:  $G(\text{Dipol}) = G_i * 1.64$

das log.Mass wird zu :  $G(\text{Dipol}) = 10 \log( P_1 / P_2 ) = 10 \log (1.64/1) = 2.14 \text{ dBi}$

### $\lambda/4$ Monopol (auf dem Boden stehend)

Der  $\lambda/4$  Monopol weist einen Gewinn auf von:  $G(\text{mono}) = G_i * 3.28$

das log.Mass wird zu:  $G(\text{Mono}) = 10 \log( P_1 / P_2 ) = 10 \log (3.28/1) = 5.2 \text{ dBi}$

Es ist zu beachten, dass bei allen diesen Angaben ein ideal leitender Boden und keine Verluste vorausgesetzt werden. Verluste sind separat zu verrechnen.

### N.B.

In den meisten Antennen Rechnungsprogrammen wie z.B. EZNEC etc. sind die Gewinnangaben Antennengewinn oder " Gain" auf dBi bezogen und enthalten nur die Bodenverluste für die Fernfeldberechnungen. (z.B. Normalboden  $\sigma = .005 \text{ S/m}$  und  $\epsilon_r = 13$ ) Die Bodenverluste im reaktiven Nahfeld sind speziell bei Monopolannten separat in die Modelle einzufügen, da sie im den EZNEC 2 - Core nicht enthalten sind. Es existieren EZNEC Programme die, die sog. Sommerfeld Berechnungen für Bodenverluste beinhalten. Diese sind gemäss USA- Bestimmungen ausserhalb der USA auf normalem Wege nicht erhältlich.

### Bemerkung:

Die Gewinnangabe einer Antenne eines Herstellers in dB ohne Bezugsgrösse ist dubios.

Im Zweifelsfall kann er eine Banane als Antenne mit 100 dB Gain verkaufen. Sobald dBi, dB(Dipol) oder dB (Hz) steht, ist die Sachlage absolut klar und jedermann weiss was damit gemeint ist. Ob die Angabe denn auch technisch gesehen stimmt, ist wesentlich schwieriger zu ermitteln.

## Angaben zu Feldstärken

Im Fernfeld können die von der Antenne verursachten Feldstärken mit folgenden einfachen Beziehungen ermittelt werden:

In vielen Literaturstellen sind verschiedene Angaben zu finden die je nach mathematischer Herleitung zu anderslautenden Ausdrücken führen.

Die Grundlage für die untenstehenden Ausdrücke ist der Elementar-Dipol, er wird auch als Hertz'scher Dipol bezeichnet. In der Praxis kann ein Dipol, welcher kleiner ist als  $\lambda/10$ , auch als Hertz'scher Dipol bezeichnet werden.

Es gilt für den **Elementar**-Dipol und Abstrahlung in den **freien** Raum (Kugelraum):

Die magn. Feldstärke  $H(\theta) = 0.79 * (\sqrt{P_s}) * (1/r) * \sin(\theta)$  in mA / m

Die elektr. Feldstärke  $E(\theta) = 300 * (\sqrt{P_s}) * (1/r) * \sin(\theta)$  in mV / m

In die obigen Grössen sind die folg. Werte einzusetzen:  $P_s$  in kW,  $r$  in km,  $\theta$  in°

Wird die Messung im rechten Winkel zur Dipolachse durchgeführt, also:

$$\theta = 90^\circ \text{ so ist } \sin(\theta) = 1$$

Die obige Formel vereinfacht sich dann zu:

Die magn. Feldstärke  $H = 0.79 * (\sqrt{P_s}) * (1/r)$  in mA / m

Die elektr. Feldstärke  $E = 300 * (\sqrt{P_s}) * (1/r)$  in mV / m

Es gilt für den Elementar-Dipol und Abstrahlung in den Halbkugelraum (Auf der Erde):

Die Feldstärkewerte für den Halbkugelraum sind gegenüber dem Kugelraum um den Faktor  $\sqrt{2}$  grösser

Die magn. Feldstärke  $H(\theta) = 1.13 * (\sqrt{P_s}) * (1/r) * \sin(\theta)$  in mA / m

Die elektr. Feldstärke  $E(\theta) = 425 * (\sqrt{P_s}) * (1/r) * \sin(\theta)$  in mV / m

In die obigen Grössen sind die folg. Werte einzusetzen:  $P_s$  in kW,  $r$  in km,  $\theta$  in°

Wird die Messung im rechten Winkel zur Dipolachse durchgeführt, also  $\theta = 90^\circ$  so ist  $\sin(\theta) = 1$

Die obige Formel vereinfacht sich dann zu:

Die magn. Feldstärke  $H = 1.13 * (\sqrt{P_s}) * (1/r)$  in mA / m

Die elektr. Feldstärke  $E = 425 * (\sqrt{P_s}) * (1/r)$  in mV / m

Diese Formeln sind nur gültig im Fernfeld der Antenne. ( $r$  grösser als ca.  $10\lambda$ )

In der obigen Formel ist  $P_s$  die Strahlungsleistung des Elementar-Dipols.

Wird nun ein  $\lambda/2$  - Dipol verwendet, so müssen die Ausdrücke von  $H(\theta)$  und  $E(\theta)$  noch mit 1.05 multipliziert werden, weil  $G(\text{Dipol}) / G(\text{Hz}) = 1.1$  ist und  $\sqrt{1.1} = 1.05$ .

Verwendet man eine andere Antenne und kennt man deren Gain  $G(x)$  in dBi oder dBd, so kann man den entsprechenden Faktor leicht ausrechnen und in die obigen Formeln einsetzen.

Die Strahlungsleistung  $P_s$  wird auch vielfach als  $P(\text{ERP})$  bezeichnet.

$P(\text{ERP})$  heisst Effectiv Radiated Power. In der NIS-Verordnung findet sich diese Grösse ebenfalls.

## 8.0 Erklärung über den Aufbau der Ionosphäre.

Jeder Kw-Amateur weiss, dass Funkwellen an ionisierten Luftschichten reflektiert werden können. Massgebend für diese Fähigkeit ist die Elektronendichte, d.h. die Anzahl der freien Elektronen pro Kubikmeter Luft. Nun, woher kommen denn diese freien Elektronen? Je höher wir von der Erde aus in die Höhe steigen desto kleiner wird der Luftdruck und demzufolge sind pro Kubikmeter Luft immer weniger Luftmoleküle vorhanden. Jedes Luftmolekül beinhaltet gebundene Elektronen. Durch UV- Bestrahlung der Sonne sowie durch Bestrahlung mit Röntgenstrahlung aus dem Weltraum werden Tag und Nacht diese Luftmoleküle durch diese Kraftereinwirkung von den Elektronen getrennt. Das von den Elektronen befreite Gasmolekül ist nun positiv geladen, was man als **ionisiert** bezeichnet. Je stärker also die Bestrahlung ist, desto höher wird der Anteil ionisierter Gasmoleküle. Die vielen freien Elektronen ergeben nun einen relativ guten Leiter welcher sich hervorragend eignet um elektromagnetische Wellen abzulenken. (Die höhere Elektronendichte entspricht in der Optik einem höheren Brechungsindex)

Es ist nun einleuchtend, dass bei hoher Strahlungsintensität wie z.B. am Tage, oder bei hoher Sonnenaktivität, die untersten Luftschichten höher ionisiert werden als die sehr hohen Luftschichten. In der Nacht nimmt der Ionisierungsgrad wieder ab ( Fachleute sprechen von Rekombination ) und der ganze Vorgang wiederholt sich dann am folgenden Tag von Neuem. Am Tag hat man nun den verschiedenen Schichten Namen gegeben. Man unterscheidet vom Boden herkommend, die in ca. 70 bis 90 km erste Schicht, die **D** oder **Dämpfungsschicht**. Sie ist sehr hoch ionisiert und hat anstelle von Reflektionseigenschaften nur Dämpfungseigenschaft. Funkwellen welche diese Schicht durchqueren, erleiden eine mehr oder minder hohe Dämpfung. Je tiefer die Arbeitsfrequenz ist, umso grösser wird die Dämpfung. Frequenzen kleiner als ca. 4 MHz werden komplett verschluckt, d.h. die Raumwellen können nicht mehr auftreten, es ist also kein Raumwellenverkehr mehr möglich. Nun, auf 110 km Höhe treffen wir auf die erste reflektionsfähige Schicht, die Europa-Verkehrsschicht, die **E Schicht**. Da die E-Schicht relativ niedrig angesiedelt ist, sind die erreichbaren Sprungdistanzen klein. Bei besonderer Konstellation entsteht darüber, in einer Höhe von ca. 120 km, mit einer Schichtdicke von einigen hundert m bis max. 5km Dicke, die **Es Schicht** welche Übertragungsfreq. bis in den unteren UHF-Bereich ermöglichen. Sie wird auch sporadische E-Schicht genannt, weil sie nur unter ganz bestimmten eher seltenen Fällen auftritt. Über dieser Schicht, in einer Höhe von ca. 250km bis 450km, bildet sich die Weitverkehrsschicht **F1 / F2** aus. Sie ermöglicht Sprungdistanzen im besten Fall von gegen 4500 km.

In der Nacht nimmt die Ionisation ab und die während des Tages am stärksten ionisierten Schichten wie **D-E-Es** verschwinden. Die **F1- Schicht** wird ebenfalls schwächer ionisiert und verschmilzt mit der **F2-Schicht**.

Allen diesen Schichten ist gemeinsam, dass sie Sommer, Winter und Sonnenfleckenabhängig sind und auch im Tagesverlauf sehr stark variieren. Die sog. Funkwetterprognosen sind immer nur statistische Werte und sind üblicherweise mit einer Eintretens-Wahrscheinlichkeit angegeben.

Es sei hier noch auf eine rel.häufige **Anomalie** hingewiesen:

Bei heftigen Solarflares oder bei auf der Erde auftreffenden Solarwinden ( hohe Intensität von hochenergetischer Strahlung, wie z.B. Röntgenstrahlung ) werden die o.g. Luftschichten extrem ionisiert und es entsteht ein **D-Schicht** ähnliches Dämpfungsverhalten welches den Funkverkehr auf allen KW-Frequenzen während Stunden, im Extremfall bis Tagen komplett lahmlegt. Dieser Effekt wird nach ihren Entdeckern **Mögel-Dellinger** genannt. Beim Eintreten dieses Phänomen ist nur noch das Empfänger-Rauschen zu hören. Aufgepasst: Dies kann dann den Anschein eines defekten Empfängers erwecken.

## 8.01 Ionosphäre

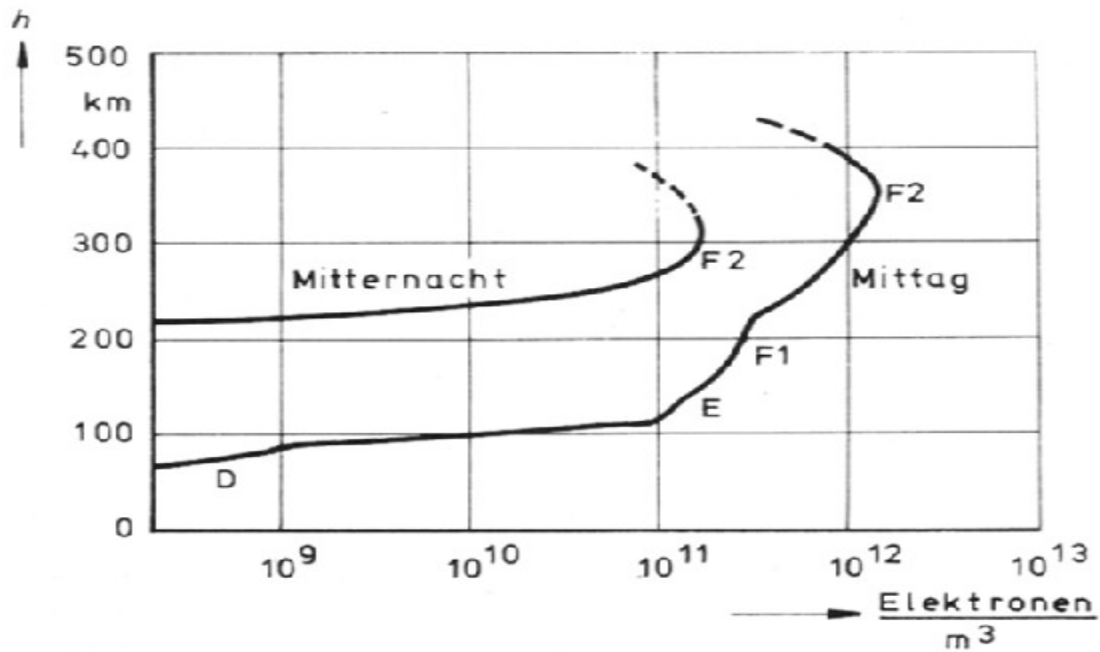
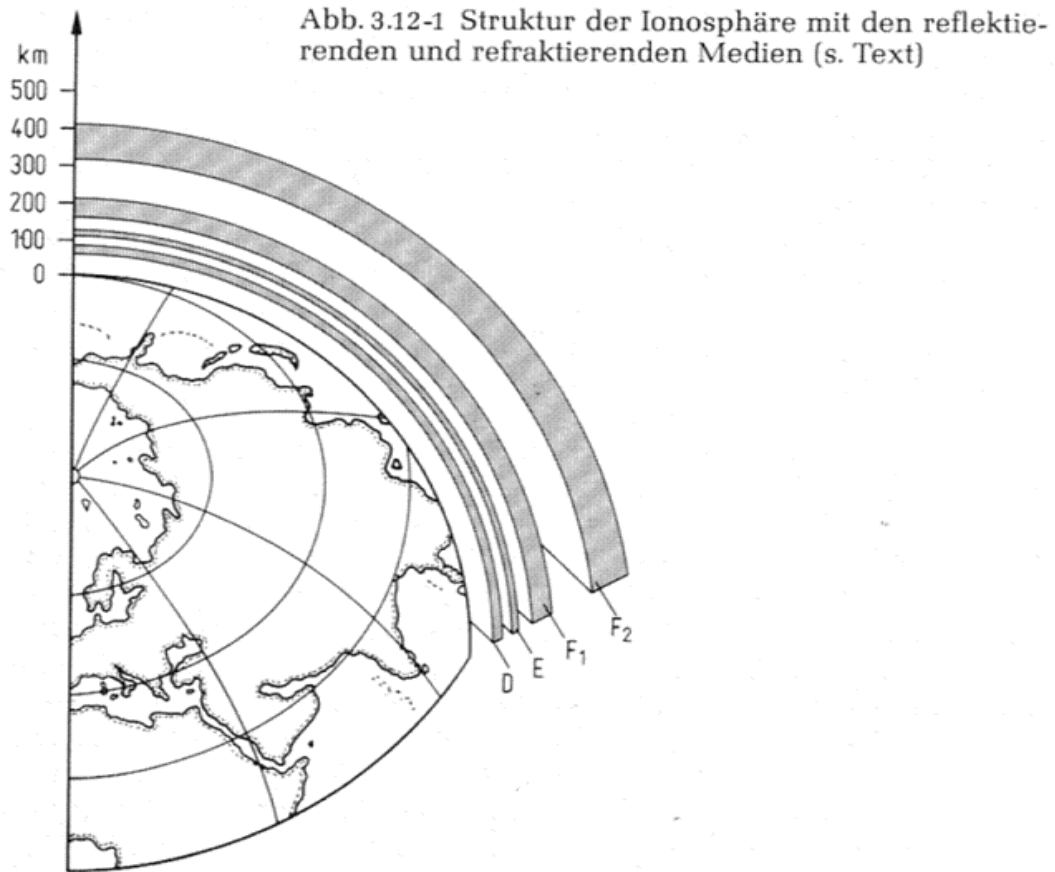
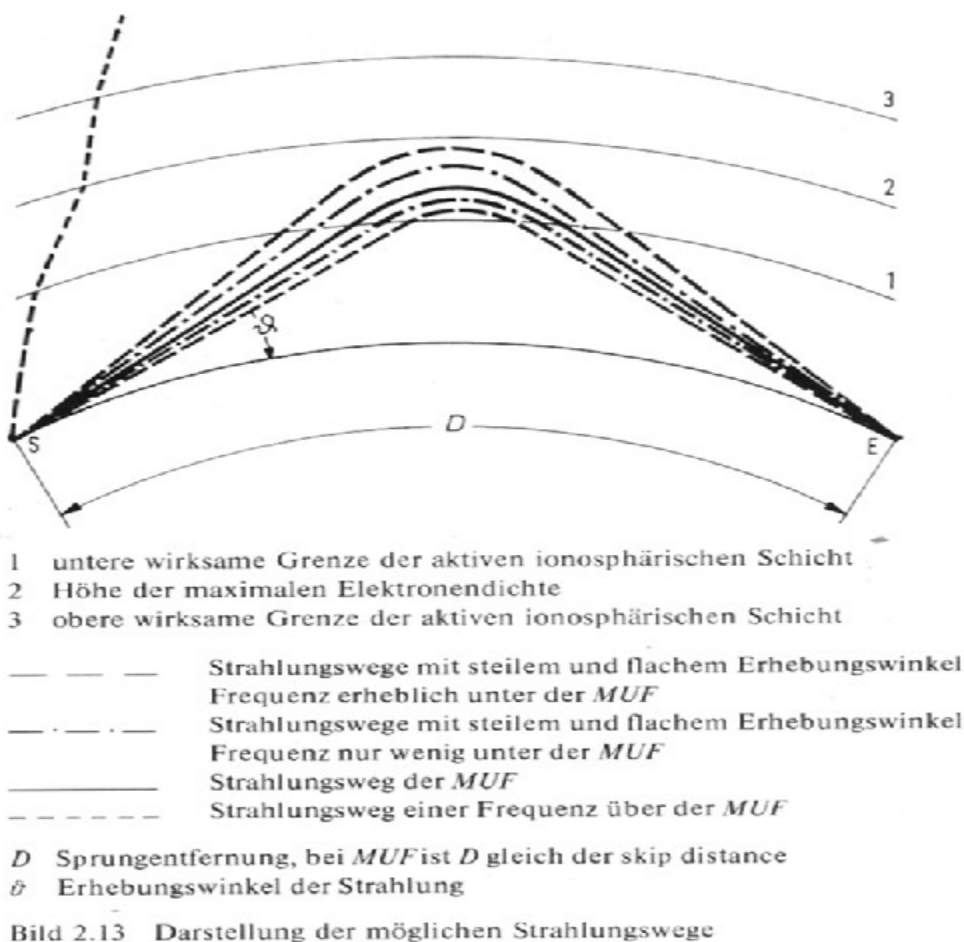


Bild 2.2

Typische Werte für Elektronendichte und Schichthöhen bei ungestörter Ionosphäre

Die **Elektronendichte ist das Mass** für die Beugungsfähigkeit der ankommenden Wellenfront an der Ionosphäre. Die Wellenfront wird immer gegen das dichtere Medium hin gebeugt. Ist die Frequenz zu hoch und der Eintrittswinkel der ankommenden Wellenfront zu steil, kann keine genügende Beugung erzielt werden und die Wellenfront wird in das Weltall entfliehen. Bei kleinerem Eintrittswinkel wird die Wellenfront gebeugt und sie verlässt unter dem gleichen Winkel die Schicht in Richtung Erde. (Eintrittswinkel = Austrittswinkel) Es ist zu bedenken, dass die von der Erde herkommende Wellenfront keine abrupte Ablenkung erfährt, was einer Reflektion gleich käme, sondern eine Beugung erfährt. Diese Welle verbringt eine geraume Wegstrecke in der ionisierten Schicht, was zur Folge hat, dass sich ev. die ursprüngliche Polarisierung verändert und dass sie auch mehr oder weniger gedämpft wird. Es existiert in der Realität kein sog. Reflektionspunkt oder Reflektionsfläche sondern eine dreidimensionale Volumenschicht welche diese Beugung verursacht.

Je höher die Ionosphärenschicht angesiedelt ist und je flacher der Eintrittswinkel gemacht werden kann, umso grösser wird die überbrückbare Distanz zwischen Tx und Rx werden. Die in der Literatur zu findende Schichthöhe  $h'$  (virtuelle Höhe) ist nicht die wahre Schichthöhe. Sie ist der Schnittpunkt der Verlängerung, gebildet aus Eintrittswinkel-Gerade und Austrittswinkel-Gerade. Dieser wird als sog. Reflexionsort bezeichnet und ist für einfache grafische Überlegungen und Streckenabschätzungen besser geeignet als die nicht definierte Beugungsschicht. So oder so ist diese ganze Betrachtung eine Hilfskonstruktion um eine vertiefte Idee zu erhalten welche Mechanismen in welcher Art wie zusammenspielen.



## 8.02 Übertragungsverhalten Verhalten der Ionosphäre

**MUF** maximum usable frequency  
**OWF** optimum working frequency  
**LUF** lowest usable frequency

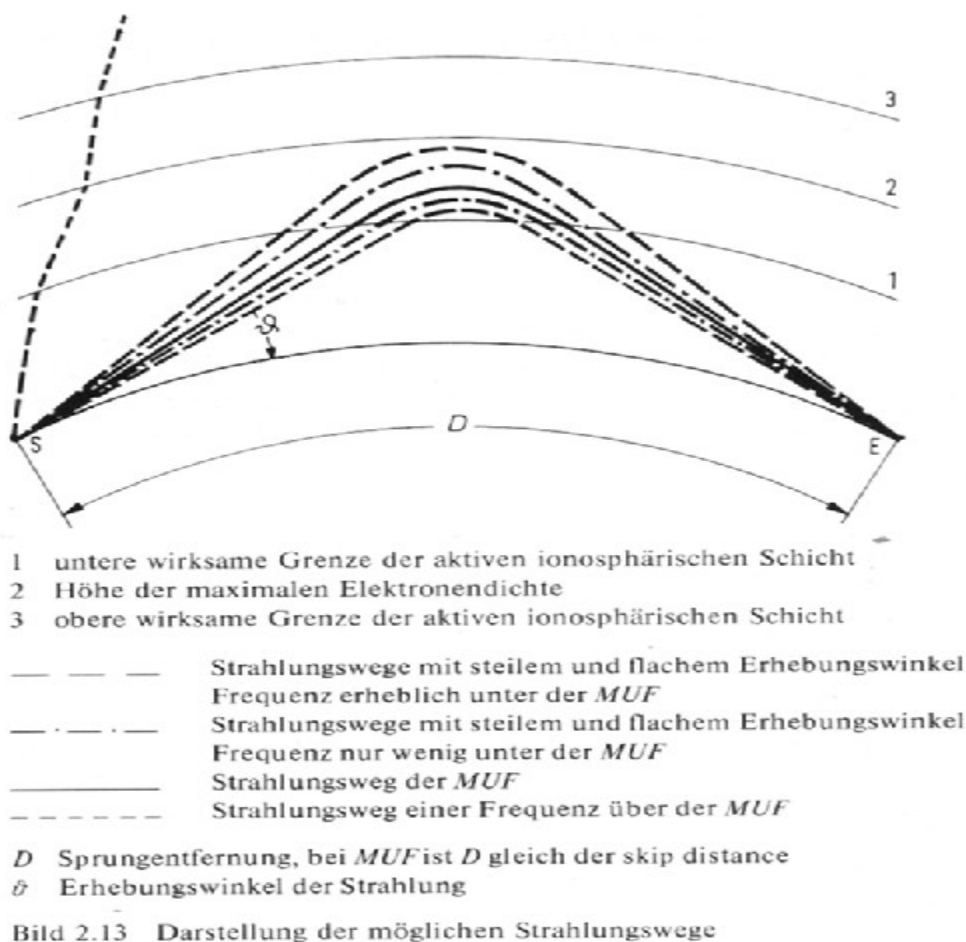
Als **MUF** wird die Frequenz bezeichnet, welche bei senkrechtem Auftreffen in der Ionosphäre gerade noch reflektiert wird.

Als **OWF** wird die Frequenz bezeichnet, welche 15% unterhalb der **MUF** liegt. Diese Frequenz verspricht einen relativ sicheren Funkbetrieb. Im Amateur-Funkbetrieb kann diese aber nicht ohne weiteres verwendet werden, sind doch die Frequenzgrenzen relativ eng gezogen. Die höchste übertragbare Frequenz liegt bei ca. 2.5 fachen der MUF (nur bei sehr kleinem Antennen-Strahlungswinkel  $\theta$  von 0...2°)

Als **LUF** wird die Frequenz bezeichnet, welche nach zweimaligem durchdringen der D-Schicht, noch genügend Empfangspegel ergibt. Diese ist nur bei Tagbetrieb von Bedeutung, da sie in der Nacht nicht existiert. Es sind nur die Frequenzen bis ca. 5MHz betroffen, da höhere Frequenzen an den E-, F-Schichten reflektiert werden.

Die Angaben der obigen Werte sind Teil der in vielen Publikationen anzutreffenden Funkwetter Prognosen. Diese Werte variieren erheblich über die Tageszeit, Jahreszeit und Sonnenfleckenzyklus und sind als gute Anhaltspunkte, aber auch nicht als mehr als dies, zu interpretieren.

Bild : Zusammenhang MUF, LUF, OWF



Man beachte, dass im Tagesgang **am Tag** die MUF **höher ist** als während der Nacht. Dies bedingt meistens Frequenzband Wechsel von Tag- auf Nachfrequenzen



### 8.03 Erhebungswinkel $\theta$ und Sprungdistanzen

Der Erhebungswinkel der von der Antenne abgestrahlten Elektromagn. Strahlung (Hauptstrahlungsrichtung), entspricht in der Praxis in etwa dem Eintrittswinkel in die entsprechende Ionosphärenschicht, D-E-F-Schicht.

Sprungdistanzen versus Anzahl Reflektionen und Erhebungswinkel  $\theta$

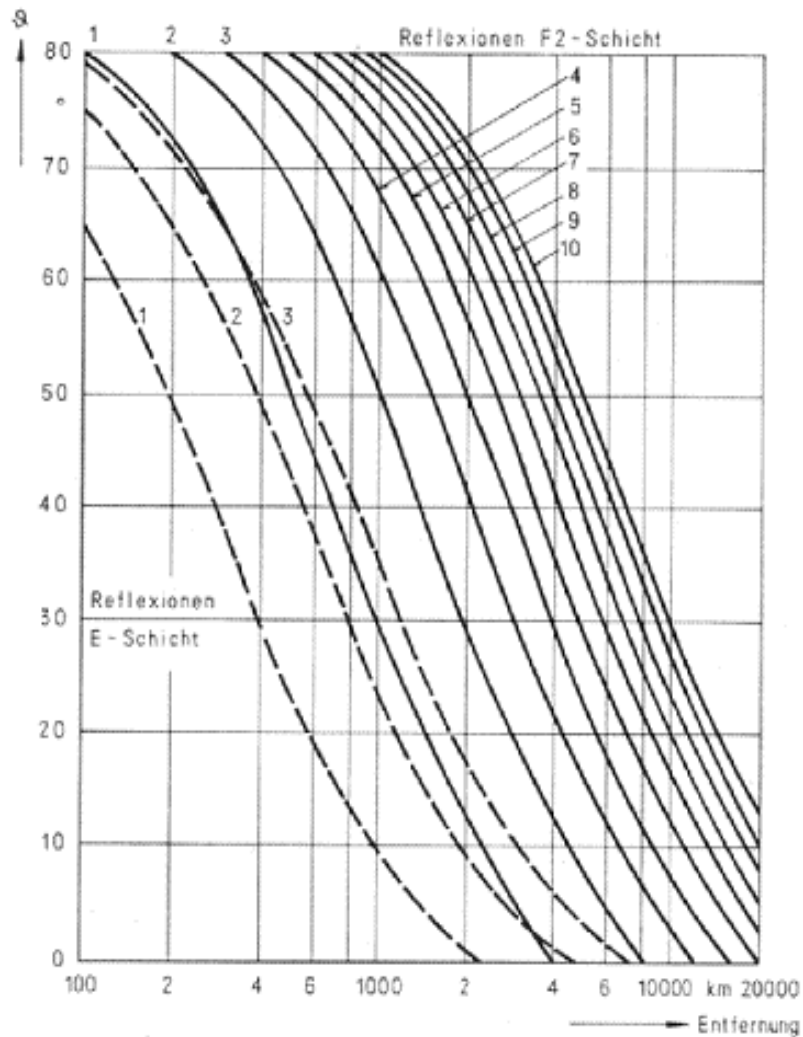
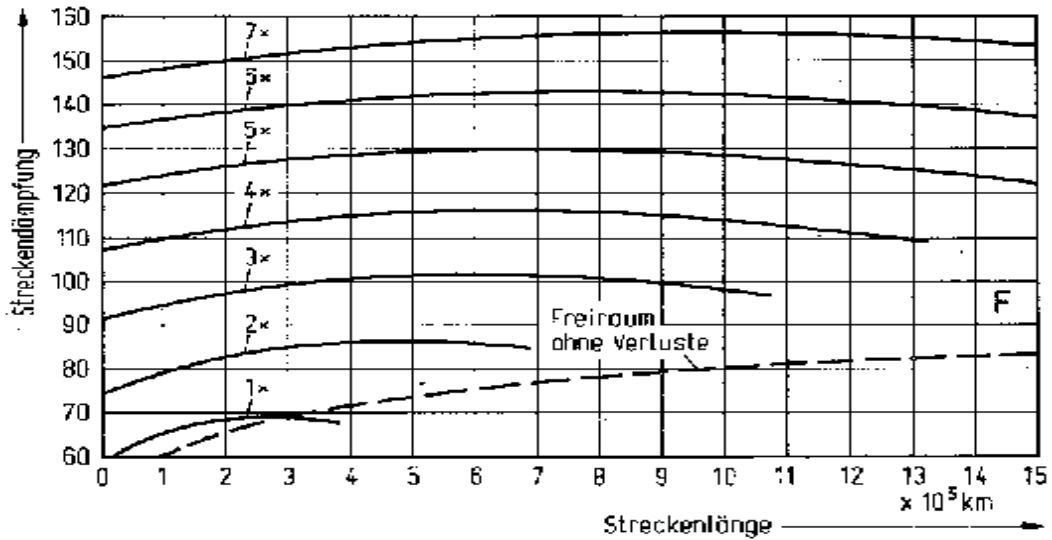


Bild 4.4  
Erhebungswinkel  $\theta$  als Funktion der Entfernung und der Anzahl der Reflexionen.  
 $h'_{m} F2 = 320$  km,  $h'E = 110$  km

Die folgenden Bilder geben Aufschluss darüber, mit welchen Streckendämpfungen unter bestimmten Rahmenbedingungen zu rechnen ist.

### F-Schicht Streckendämpfung in Abhängigkeit der Sprungzahl und Streckenlänge

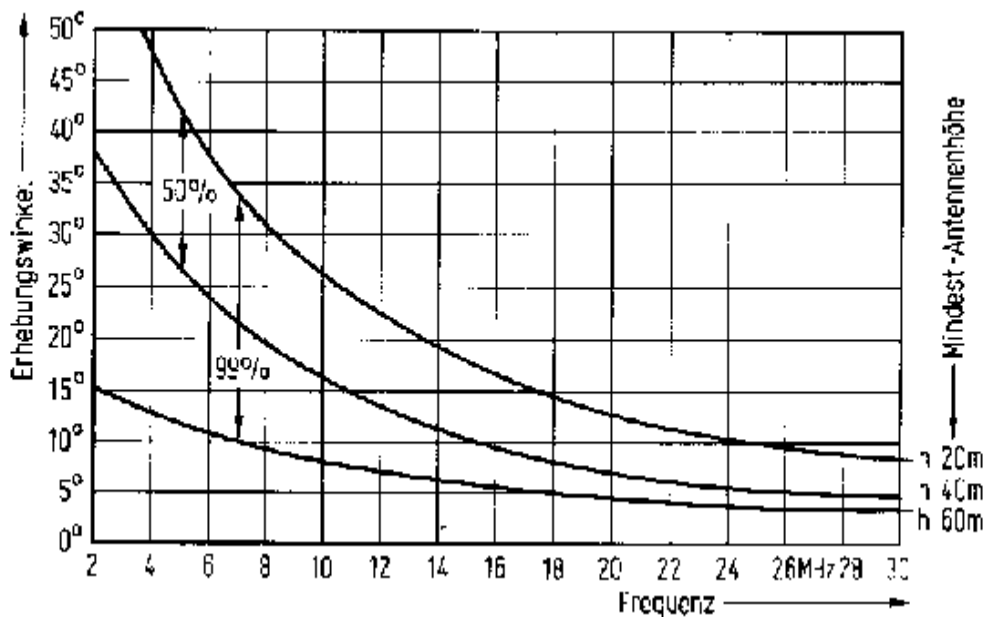
**Bild 9.2**



Man beachte die geringe Distanzabhängigkeit der Streckendämpfung.

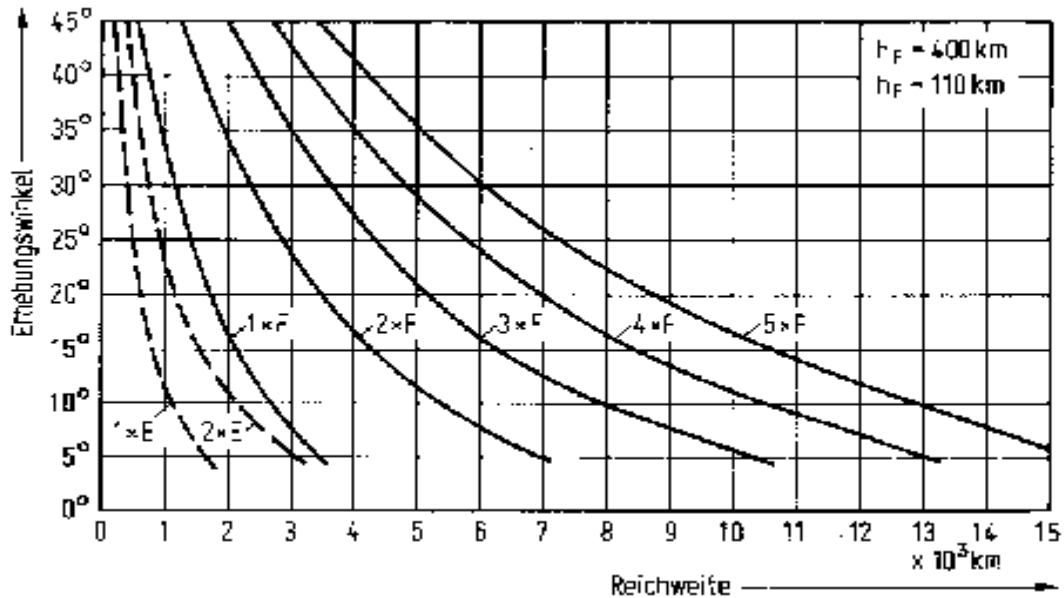
Statistischer Zusammenhang der Verkehrssicherheit bei DX-Verbindungen .  
Bei: Antennenhöhe über Boden , Frequenz und Erhebungswinkel .

**Bild 9.3**

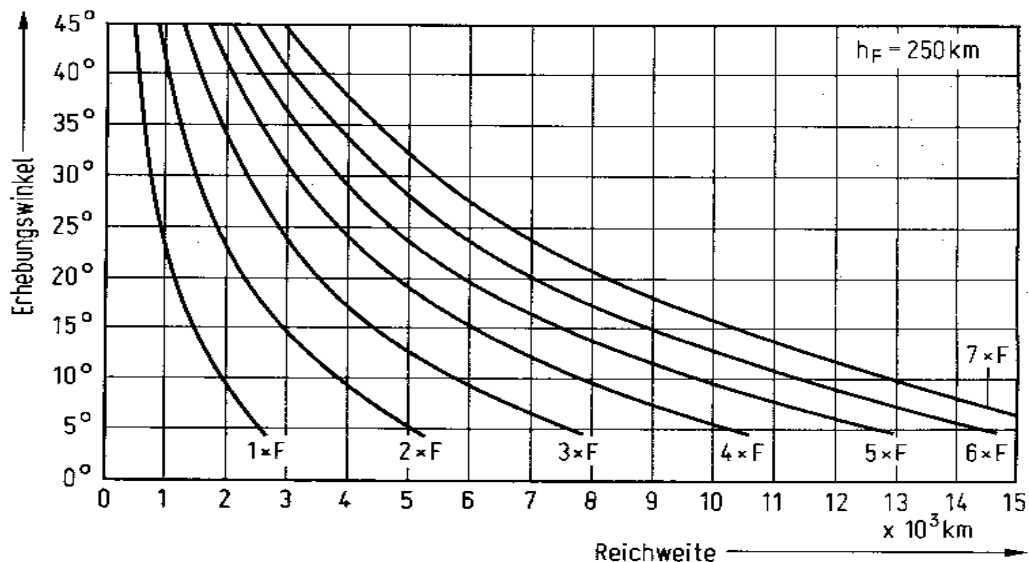


**Zusammenhang zwischen Signal Erhebungswinkel, Sprunganzahl und Streckenlänge bei Tageslichtwegen über die E- bzw. F - Schicht**

**Bild 9.4**



**Zusammenhang zwischen Signal Erhebungswinkel, Sprunganzahl und Streckenlänge bei Nachtwegen über die F - Schicht**



# Bodenreflektions-Dämpfung über Meerwasser und Normalboden in Abhängigkeit von Frequenz und Erhebungswinkel

Bild A.) Bodenreflektions Dämpfung über Meerwasser bei verschiedenen Frequenzen

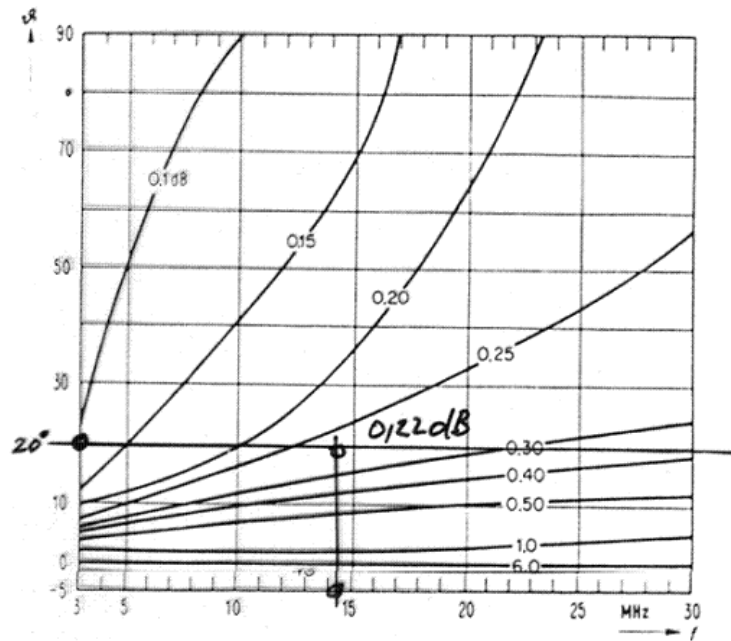


Bild 4.25a: Verluste für eine Reflexion auf See in dB,  $\epsilon_r = 80$ ,  $\sigma = 5 \frac{S}{m}$

Bild B.) Bodenreflektions Dämpfung über Normalboden bei verschiedenen Frequenzen

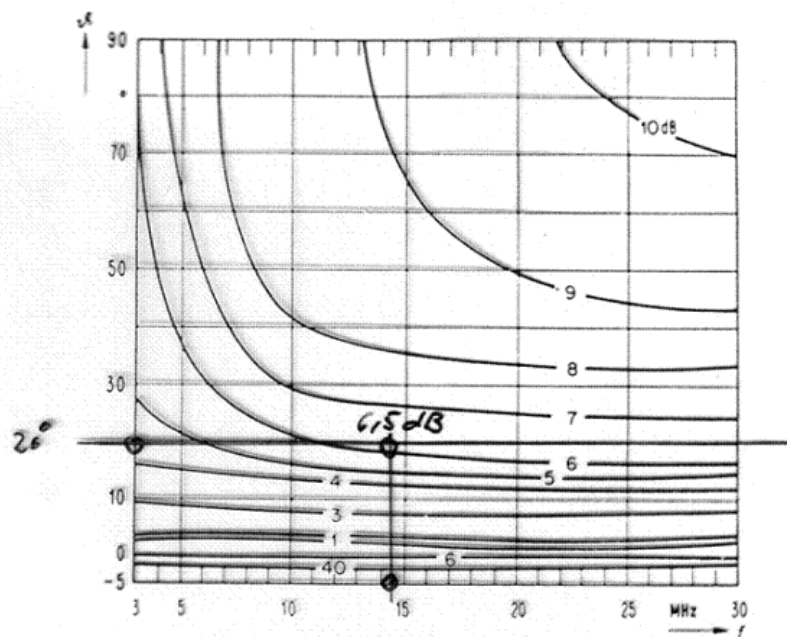


Bild 4.25b: Verluste für eine Reflexion am Boden mit  $\epsilon_r = 4$ ,  $\sigma = 10^{-3} \frac{S}{m}$

## 8. 1 Abstrahlverhalten von Antennen

### Allgemeine Betrachtung

Bis jetzt haben wir uns unterhalten über das, was zu tun ist, um Antennen zum elektrisch optimalen Arbeiten zu bringen. Wir haben uns mit der eigentlichen Eigenschaft, für die eine Antenne konstruiert wurde, noch nicht befasst, der möglichst guten Abstrahlung der el.mag. Wellen. Bevor wir in die Tiefe gehen, müssen dazu generell noch einige Worte verloren werden. Jede Antenne strahlt ein, sich mit Lichtgeschwindigkeit, kugelförmig ausbreitendes el.mag.-Feld in den Raum aus. In einer grösseren Distanz von der Antenne aus gesehen, wird die kugelförmige Fläche immer mehr zu einer ebenen Fläche. (Gleiche Betrachtung wie bei der Erdkugel) Der Anteil des Feldes, welcher der Erdoberfläche folgt, wird als Bodenwelle wahrgenommen. Die anderen Feldanteile bewegen sich Richtung Weltraum zu. Das der Erdoberfläche folgende Feld wird durch Bodenverluste gedämpft. Je höher die Arbeitsfrequenz, also je kürzer die Wellenlänge wird, umso grösser macht sich die, sich ergebende Dämpfung bemerkbar, sodass nach einigen 10 km.....200km kein Empfang mehr möglich wird. Diese Feldanteile werden z.B. im innereuropäischen Funkbetrieb genutzt. Die Wellenfront welche in den Raum fortschreitet erleidet eine sehr viel kleinere Dämpfung. In etwa 100 km bis 400 km Höhe existieren nun je nach Tageszeit verschiedene el. geladene Restluftschichten ( Ionisationsschichten ) welche die von der Antenne abgestrahlten Felder, je nach Frequenz mehr oder minder gut, zur Erde weiter leiten (Refraktion). Vereinfacht kann angenommen werden, dass die an den entsprechenden Schichten gebeugten Wellenfronten unter dem gleichen Winkel, wie sie in die Schicht eingetreten waren, auch wieder aus der Schicht austraten. Wie in der Optik gilt auch hier, dass der Strahl gegen das dichtere Medium hin gebeugt wird. (El.mag. Wellen verhalten sich in vielem wie die Lichtwellen, da auch diese letztendlich el.mag. Wellen sehr hoher Frequenz sind (ca. 1 Milliarde mal kürzere Wellenlänge). DX-Verkehr ist letztlich nur durch diese Effekte überhaupt möglich. Je nach Eintrittswinkel in der genannten Zone können dann auf der Erde 1-Hop Sprungdistanzen 2500km bis ca. 4500 km erwartet werden. Um zum Beispiel, bis nach Australien (17000 km) zu gelangen sind dann bis zu 7-Hops nötig. Das heisst: Die el.mag. Wellen werden bis zu 7 Mal zwischen Ionosphäre und der Erde hin und her geworfen, wobei sie natürlich jedesmal mehr Energie verlieren.

Bild 8.1.1

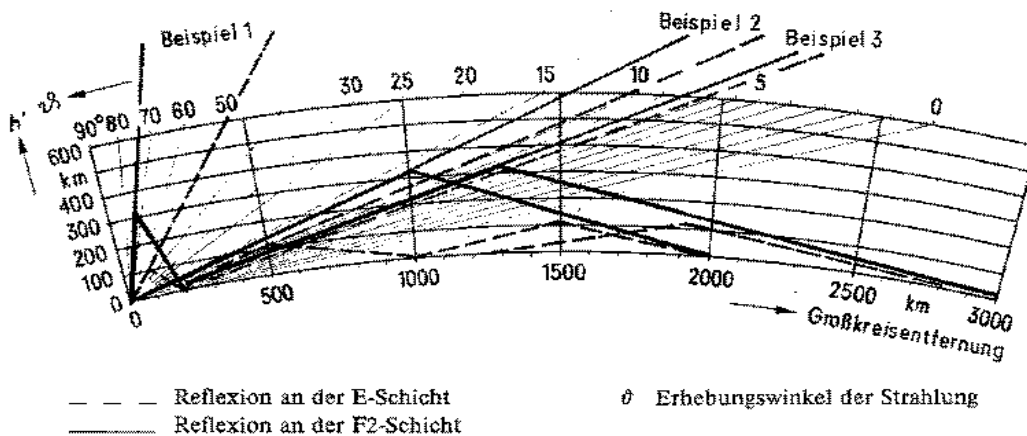


Bild 4.3  
 Strahlungswege über die E-Schicht mit  $h' E = 110$  km und die F2-Schicht mit  $h'_{m} = 320$  km für die Beispiele 1 bis 3

## 8.1.2 Bodenreflexion

Bis anhin wurde die Erdoberfläche als elektrisch mehr oder weniger gut leitende Oberfläche angesehen. Bild 8.10 zeigte auf, mit welchen Eigenschaften der Erde zu rechnen ist. Jede strahlende Antenne auf der Erde strahlt einen Teil der Energie auch Richtung Boden. Der Erdfallwinkel ist abhängig vom sog. Erhebungswinkel (take off Winkel  $\vartheta$ ) der Hauptstrahlrichtung in welche die Antenne strahlt. Diese wiederum ist abhängig vom Antennenschwerpunkt. Dieser wird bei Vertikalantenne. In der Mitte und bei horiz. liegenden Antenne auf der Betriebshöhe angenommen. Der Reflektionspunkt ist auch abhängig von der Wellenlänge und ist keinesfalls in unmittelbarer Umgebung der Antenne zu finden. Die früher gemachte Aussage, dass ausgelegte Drähte unter der Antenne für die eigentliche Abstrahlung keine zentrale Bedeutung haben, bestätigt auch das folgende Bild:

Die im Bild 8.2 angenommene Antennenhöhe beträgt ca. 15...20m

**Bild 8.2** Reflektionspunkt  $d_p = \lambda / (4 \cdot \sin(\vartheta) \cdot \operatorname{tg}(\vartheta))$

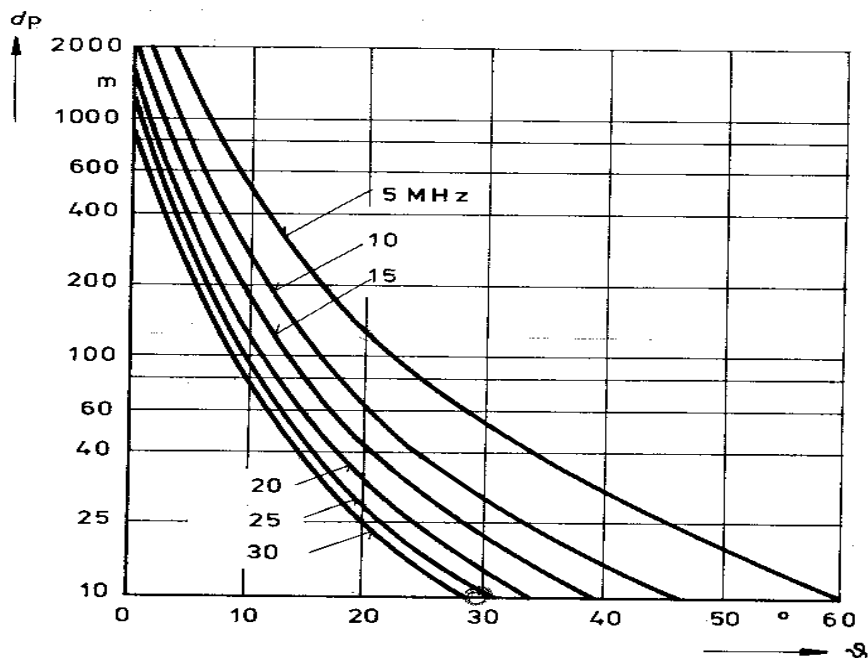


Bild 4.6 Abstand  $d_p$  des Reflexionspunktes P von der Antenne als Funktion des Erhebungswinkels und der Frequenz bei ebenem Gelände [2]

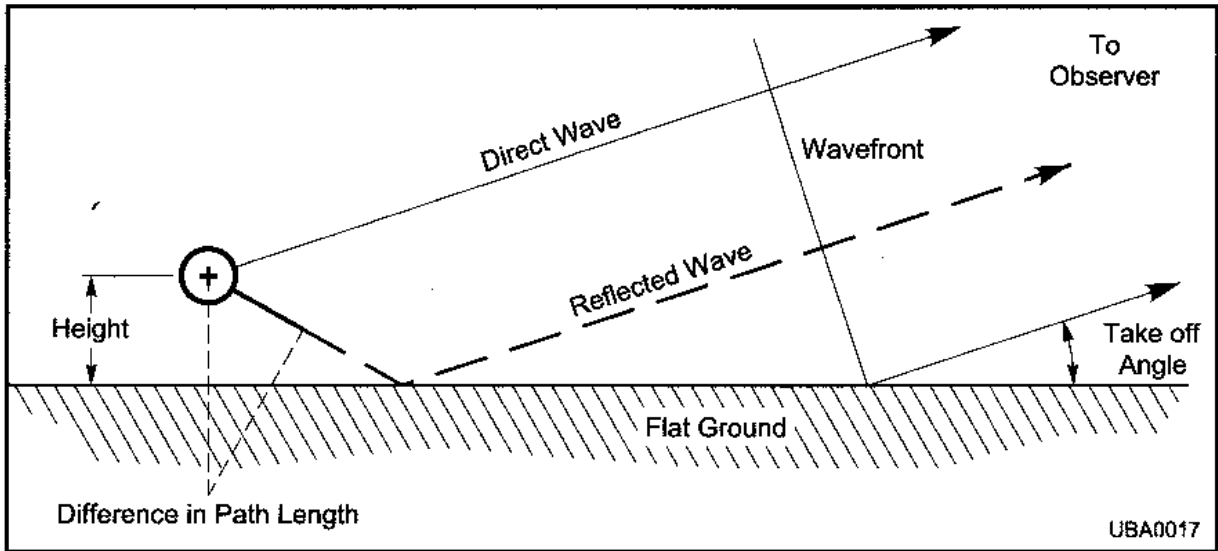
Die Reflexion horiz. und vert. Antennen an der Erdoberfläche verhalten sich unterschiedlich: Je nach Höhe der Ant.  $H/\lambda$  über Boden erzeugen sie komplett andere Fern-Feldstärken Es ist zu beachten, dass alle Graphiken auf das Fernfeld bezogen sind (Horizont)

Von Horiz. Antennen abgestrahlte Wellen erzeugen reflektierte Wellen die einen Phasensprung von  $180^\circ$  erleiden

Von Vert. Antennen abgestrahlte Wellen erzeugen reflektierte Wellen die keinen Phasensprung erleiden.

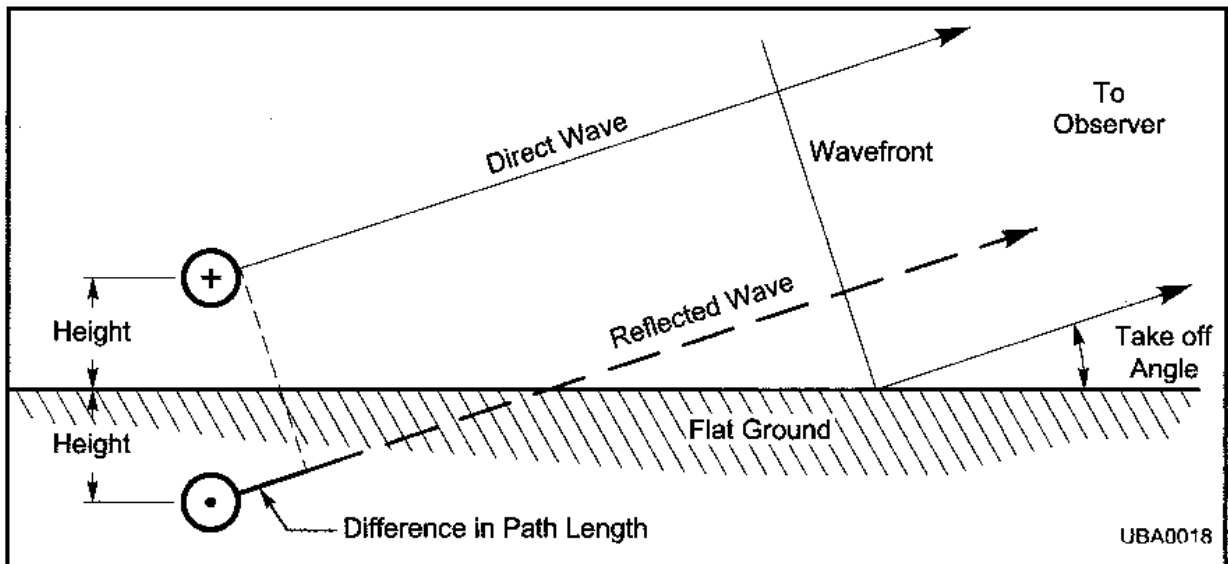
Die folgenden Bilder zeigen dies in den sog. Vertikalen Abstrahl-Diagrammen

Bild 8.3



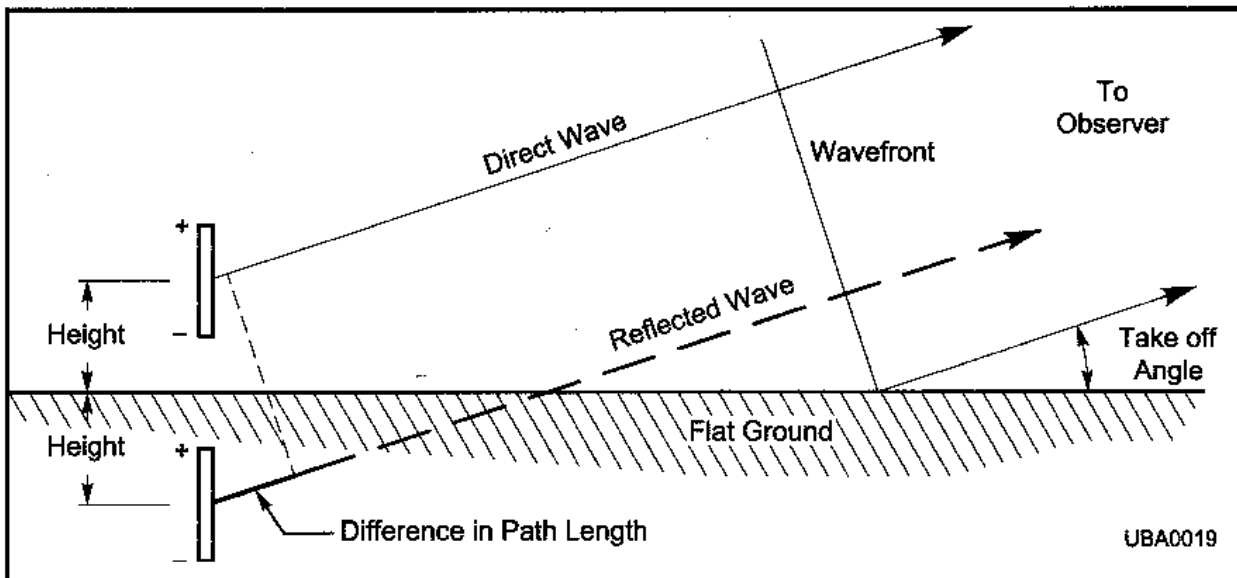
**Fig 3-4 – Illustration of additional path length (and thus phase delay) of reflected wave compared to direct space wave**

Bild 8.4



**Fig 3-5 — Image antenna concept for visualizing ground reflection. Note opposite polarity ( $180^\circ$  phase shift) of image for horizontal polarization.**

Bild 8.5



**Fig 3-6 — Image antenna concept for visualizing ground reflection. Note same polarity ( $0^\circ$  phase shift) of image for vertical polarization.**

Die Vorstellung einer gespiegelten Antenne in der Tiefe H unter der Erde erleichtert das Verständnis zur Bodenreflektion.

**Bild 8.3 / 8.5** zeigen das Verhalten der *Reflektion ohne Phasensprung*

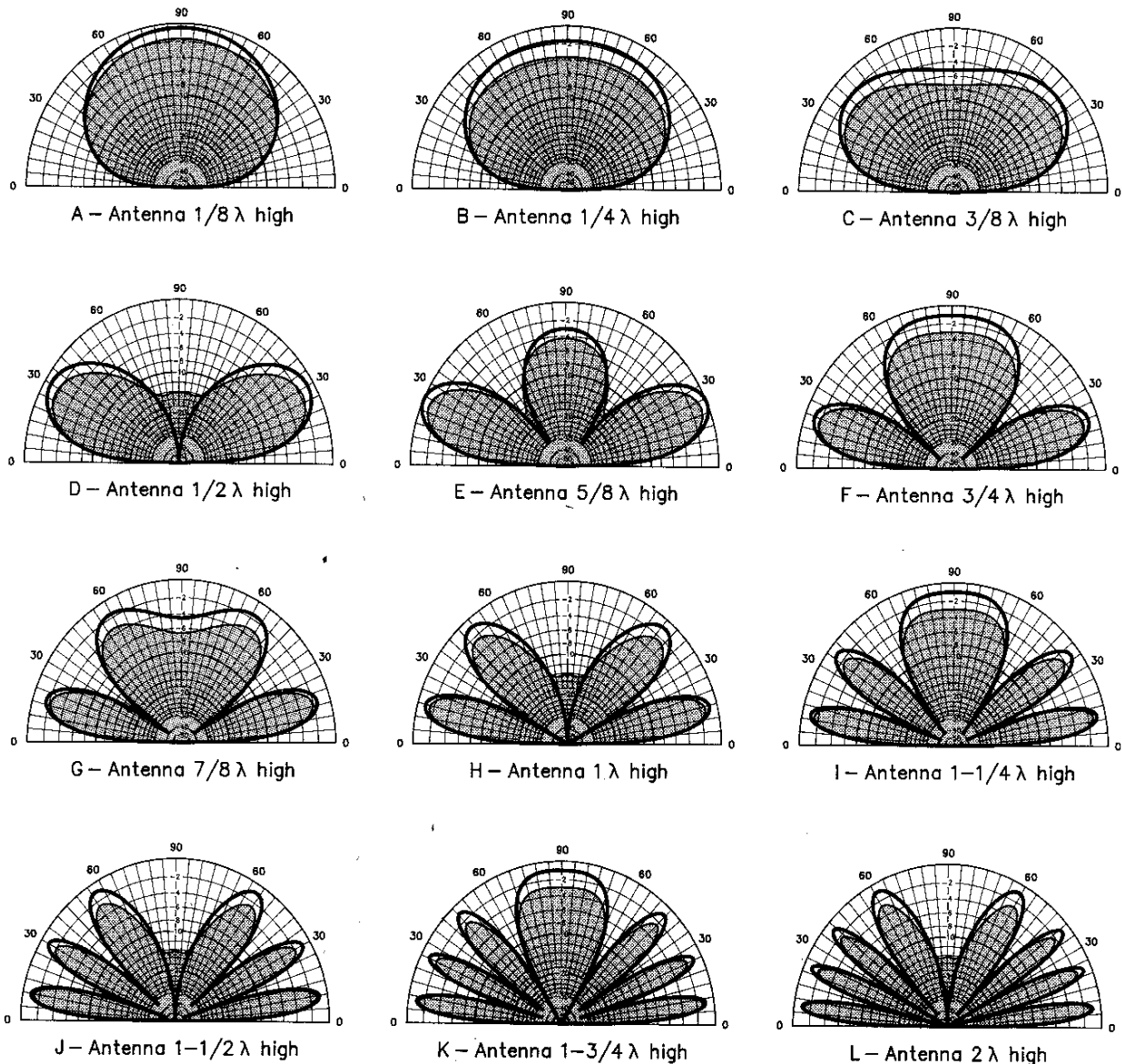
**Bild 8.4** zeigt das andersartige Verhalten von horizontaler Reflektion *mit Phasensprung  $180^\circ$*



### 8.1.3 Vertikales Diagramm von Horizontalantennen in verschiedenen Höhen über Grund

Die allg. übliche Annahme.- Je höher die Antenne umso besser - ist beim studieren dieser Diagramme zu hinterfragen. Je mehr Nullstellen im Diagramm entstehen desto mehr, möglicherweise nötige Vertikalwinkel, sind für die Fernverbindung nicht mehr vorhanden. Das heisst, unter bestimmten Erhebungswinkel entstehen tote Zonen, die auch mit viel mehr Leistung nicht überbrückt werden können. (Einbrüche von  $\geq 20$ ---30 dB sind möglich, also ist 100 -1000 mal höhere Leistung notwendig um die gleiche Feldstärke am fernen Ort zu erzeugen!)

**Bild 8.6**



Die ausgezogenen Linien bedeuten idealer Boden ( unendlich gut leitend)  
 Die schraffierten Flächen sind mit Boden  $\sigma=0.005$  S/m und  $\epsilon= 13$  ( Wiesenboden) gerechnet.

### 8.1.4 Vertikales Diagramm von Groundplanes in verschiedenen Höhen über Grund

Man erkennt, dass das Vertikaldiagramm von GP's bei Aufbau in bestimmter Höhe über Grund sich demjenigen der Horizontalen Antennen angleicht. (Aufzipfelung durch Bodenreflektion)

Bild 8.7

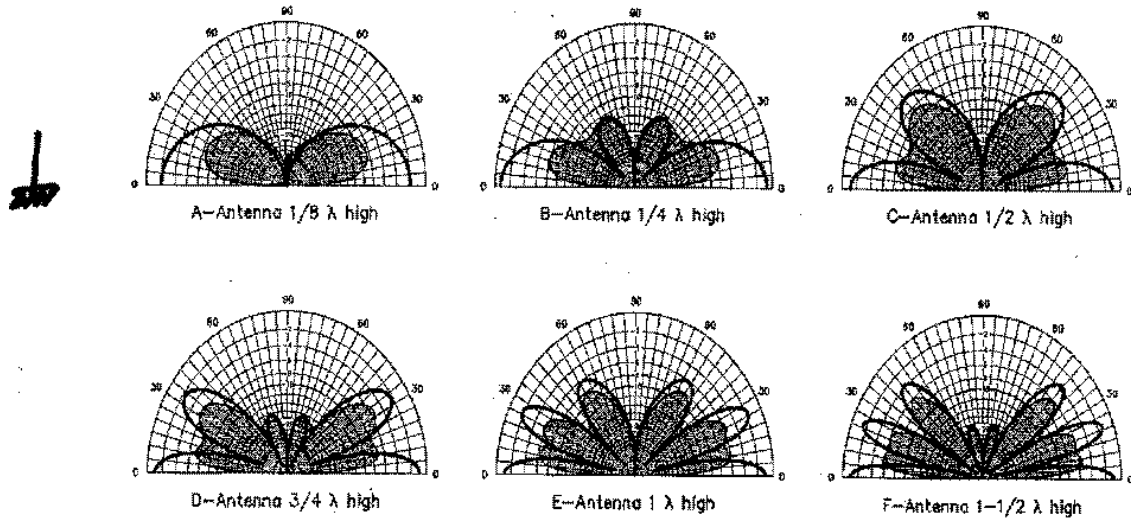


Fig 15—Vertical-plane radiation patterns of groundplane antennas above ground. The height is that of the ground plane, which consists of four radials in a horizontal plane. Solid lines are perfect-earth patterns; shaded curves show the effects of real earth. The patterns are scaled—that is, they may be directly compared to the solid-line ones for comparison of losses at any wave angle. These patterns were calculated for average ground ( $k = 13$ ,  $G = 5 \text{ mS/m}$ ) at 14 MHz. The PBA for these conditions is  $14.8^\circ$ .

Bild 8.8

Vertikal Diagramm einer GP

- ausgezogene Linien über idealem Boden
- schraffiert über Wiesenboden  $G = 0.005 \text{ S/m}$   $\epsilon = 13$

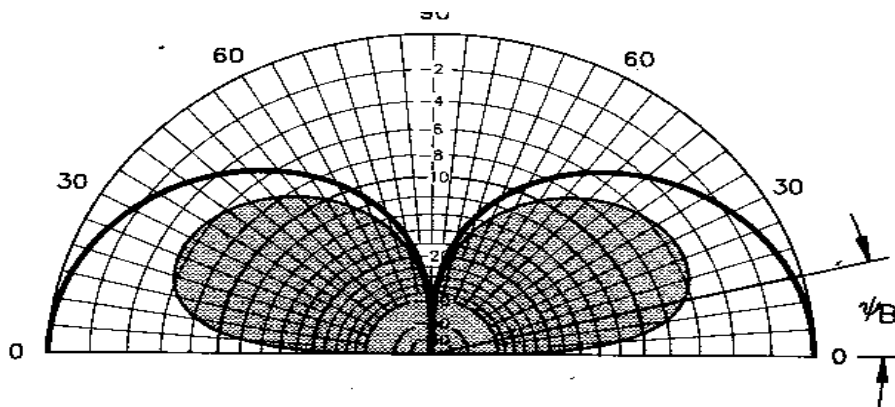


Fig 3—Vertical-plane radiation pattern for a ground-mounted quarter-wave vertical. The solid line is the pattern for perfect earth. The shaded pattern shows how the response is modified over average earth ( $k = 13$ ,  $G = 0.005 \text{ S/m}$ ) at 14 MHz.  $\psi_B$  is the pseudo-Brewster angle (PBA), in this case  $14.8^\circ$ . At the PBA, the signal strength is 6 dB down from its perfect-earth value.

### 8.1.5 Definition des Pseudo-Brewster Winkel ( PBA )

Dort wo der komplexe Reflektionsfaktor den Winkel von  $90^\circ$  erreicht, wird die Grenze für Bodenreflektion erreicht, da der Betrag des Refl faktors gegen Null strebt. Kleinere Erhebungswinkel werden mit gegen  $-180^\circ$  reflektiert, da die Phase des Reflektionsfaktor gegen  $-180$  dreht. Das reflektierte Feld ist nun in Gegenphase zum direkten Feld und dadurch heben sich diese Felder weitgehend auf. Also : Abstrahl-Winkel welche kleiner als der Brewsterwinkel sind, tragen höchstens im negativen Sinne zur Abstrahlung bei. Der Brewsterwinkel ist stark abhängig von der Bodenbeschaffenheit. (Salzwasser, Wüstenboden etc. )

Bild 8.9

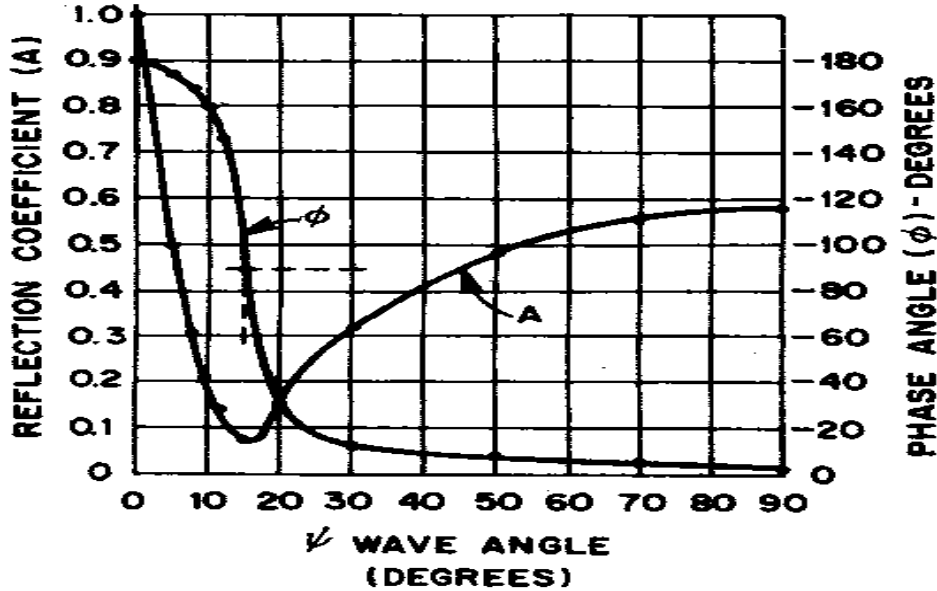
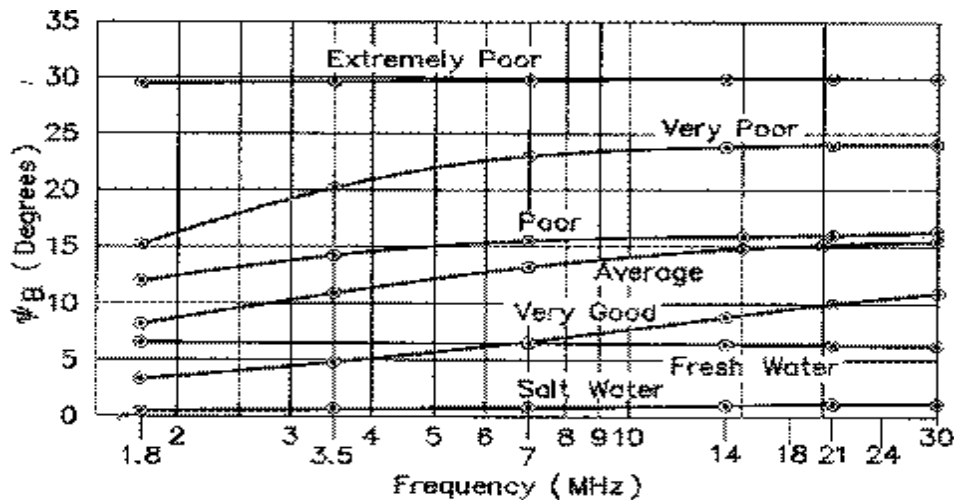


Bild 8.10

zeigt die Abhängigkeit des PBA von Frequenz und Bodenbeschaffenheit



**Fig 21—Pseudo-Brewster angle ( $\psi$ ) for various qualities of earth over the 1.8 to 30-MHz frequency range. Note that the frequency scale is logarithmic. The constants used for each curve are given in Table 2.**

### 8.1.6 Nullstellen und Maxima als Funktion von $H / \lambda$ im Vertikaldiagramm

Bild 8.11

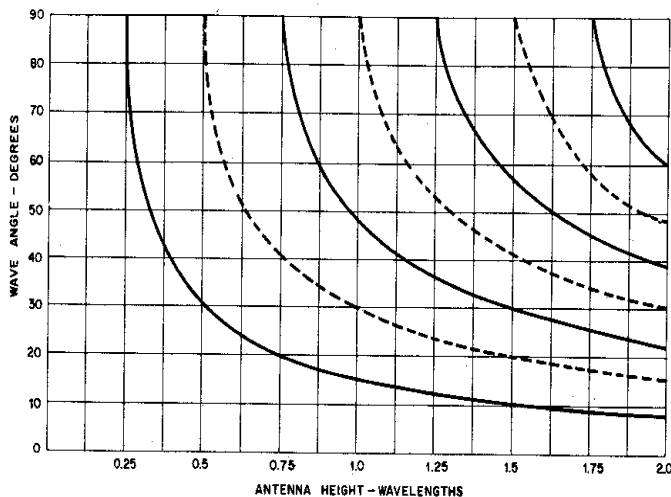


Fig 14—Angles at which nulls and maxima (factor = 6 dB) in the ground reflection factor appear for antenna heights up to two wavelengths. The solid lines are maxima, dashed lines nulls, for all horizontal antennas. See text for examples. Values may also be determined from the trigonometric relationship  $\theta = \arcsin(A/4h)$ , where  $\theta$  is the wave angle and  $h$  is the antenna height in wavelengths. For the first maximum,  $A$  has a value of 1; for the first null  $A$  has a value of 2, for the second maximum 3, for the second null 4, and so on.

Bild 8.12 Horizontaldiagramm eines  $\lambda / 2$  Dipols

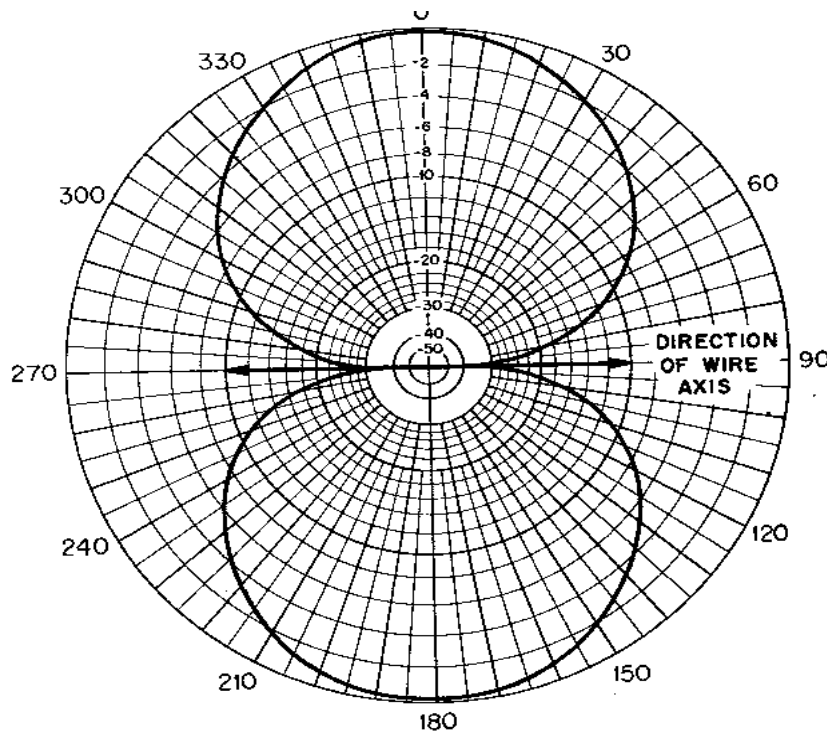


Fig 17—Horizontal radiation pattern of a half-wave dipole antenna. The arrow shows the direction of the wire, although the antenna itself is considered to be merely a point at the center of the diagram. This pattern is simply a cross-section of a three-dimensional solid figure that shows the radiation from the antenna in all directions.

Das Horizontaldiagramm des Dipols hat für alle Erhebungswinkel eine analoge Form. Der Absolutwert ist aber entsprechend dem Vertikaldiagramm grösser oder kleiner.

Das Horizontaldiagramm eines Monopols ist ein Kreis um den Mittelpunkt des Diagramms. Der Absolutwert ist aber entsprechend dem Vertikaldiagramm grösser oder kleiner.

## Zusammenfassung

Es taucht jetzt natürlich die Frage auf ob man auf irgendeine "Geissart" die Fernabstrahlung infolge Bodenreflektion verbessern könnte.

Leider Nein lautet die klipp und klare Antwort

Die Abstrahlung hängt von der Bodenbeschaffenheit ab, und dies nicht in unmittelbarer Umgebung der Antenne sondern im Umkreis ab einigen Wellenlängen.

**Bild 8.2** zeigt z.B.

**Bei 5 MHz** mit einem take off Winkel von  $10^\circ$  liegt der Reflektionspunkt in ca. 500m Entfernung, was etwa 9 Wellenlängen Distanz entspricht.

**Bei 30 MHz** mit einem take off Winkel von  $10^\circ$  liegt der Reflektionspunkt in ca. 80m Entfernung, was etwa 8 Wellenlängen Distanz entspricht.

Take off Winkel von  $10^\circ$  sind Wunsch - DX-Erhebungswinkel und nicht ohne weiteres zu erreichen. (siehe Bild 8.10)

Der Feldstärke Zuwachs durch Bodenreflektion kann am Empfangsort im **allerbesten Fall 6 dB** betragen (1-S-Stufe). Im schlechtesten Fall kann aber auch **komplette Auslöschung** erfolgen. Direktes Signal und reflektiertes Signal mit gleicher Feldstärke aber mit  $180^\circ$  Phasendrehung.

### Fazit :

Um die Bodenreflektion zu verbessern sind Erdnetze oder ausgelegte Drähte in unmittelbarer Nähe der Antenne definitiv für " d'Chatz " ----- ausser man hat genügend Platz (Flugfeld ) zur Verfügung und genügend Geld auf der hohen Kante um kilometerweise Kupfernetze zu verlegen.

Frage zum ermitteln der Abstrahlungsdiagramme :

Kann man mit Amateurmässigen Mitteln die Horizontalen / Vertikalen Abstrahldiagramme einer KW-Antenne ermitteln.

***Die Antwort gemäss "Radio Eriwan" lautet : "Im Prinzip Ja" ,  
aber nur wenn ein Helikopter und die entsprechende  
Messapparatur zur Verfügung steht.***

Das heisst dann für den Durchschnittsamateur aber..... leider Nein .

Ganz so hoffnungslos ist die Sache aber nicht, denn es gibt heutzutage sehr gute Simulations-Software. Z.B. die früher erwähnte Software EZNEC von W7EL .

Das Problem jeder Modellrechnung ist, dass möglichst alle angenommenen Werte die reale Welt widerspiegeln um zu einem aussagefähigen Modell zu gelangen.

Das Resultat steht und fällt letztlich mit den Modellannahmen.

## 9. Abschätzung des nötigen Empfangssignals

### 9.01 Ursprung / Herkunft der Rauschquellen

Begriffs Erklärung :

Rauschen ist definiert als statistische Ladungsträger - Bewegung bei Temperaturen grösser als der absolute Nullpunkt (- 273 K). Das Rauschen ist über das gesamte el. mag. Spektrum gleichmässig verteilt. Ausgedeutet heisst dies: Schneidet man ein Frequenzband bestimmter Bandbreite irgendwo aus dem El.mag.Gesamtspektrum, so beinhaltet dieses Band überall die gleiche Rauschenergie. Es ist deshalb gleichgültig ob dies im NF-Gebiet (km-Wellen) oder im UHF-Gebiet (dm-Wellen) oder im Lichtbereich (nm-Wellen) stattfindet. Das einzige Kriterium heisst: Gleiche Bandbreite und gleiche Temperatur. Überall dort wo Strom fliesst, ist auch immer ein gewisser Anteil an Rauschenergie vorhanden.

**Galaktisches - Rauschen:** Das g.R. stammt aus dem Universum und ist z.T. ein Überbleibsel des Urknall ( Kosmische Hintergrundstrahlung ) sowie Strahlung von interstellaren Gasen und Radioquellen.

**atmosph. Tag - Rauschen:** El. magnetische Strahlung generiert durch Blitzentladungen ( Auroraerscheinungen etc.) auf der Erde. Diese werden an der Ionosphäre reflektiert und über die ganze Erde gestreut.

**atmosph. Nacht - Rauschen:** El. magnetische Strahlung generiert durch Blitzentladungen (Auroraerscheinungen etc.) auf der Erde. Diese werden an der Ionosphäre reflektiert und über die ganze Erde gestreut. In der Nacht ist das Grundrauschen erhöht, da die dämpfende D-Schicht, die nur am Tage wirksam ist, in der Nacht fehlt.

**technisches "man made" - Rauschen:** Von den menschlichen technischen Tätigkeiten her-rührendes Rauschen. Diese können sein: Funken von Hochspannungsschaltungen am ausgedehnten Überlandstromnetz, Zündfunken, El.mag.Wellen von Sendern aller Art (Überhorizont Radar und ähnliches).

Die Intensität der Gesamtheit dieser Strahlung ist örtlich und zeitlich stark schwankend. Dies hängt u.a. auch mit der Reflektivität der Ionosphäre zusammen.

Die Grundformel für die Bestimmung der Rauschleistung heisst:  
(Es wird Leistungsanpassung vorausgesetzt)

$$Pr = k * T * B \quad ( \text{Watt} )$$

Pr = Rauschleistung

k = Boltzmannkonstante ( 1.38 E-23 ( in Joule/Kelvin )

T = Temperatur ( 273K + Tu °C ) ( in Kelvin ) z.B. Normtemp. 273K + 17°C = 290 K

B = Bandbreite ( z.B. 1Hz )

Die normierte Rauschleistung wird berechnet mit den obigen Grössen und ergibt den Zahlenwert

$$Pr = (1.38E-23) * 290 * 1 = 4.00E-21 \text{ Watt} = 4.00E-18 \text{ mW}$$

Diese normierte Rauschleistung in dB ausgedrückt auf 1mW (1Watt) und auf eine Bandbreite von 1Hz bezogen ergibt:

$$Pr (\text{dB}) = - 174 \text{ dBm} \text{ oder } -204\text{dBW}$$

Mit dieser normierten Rauschleistung können nun alle nötigen Abschätzungen einer Funk-Übertragungsstrecke mittels einfacher Addition oder Subtraktion durchgeführt werden.

## 9.02 Externe Rauschphänomene im Empfangszweig

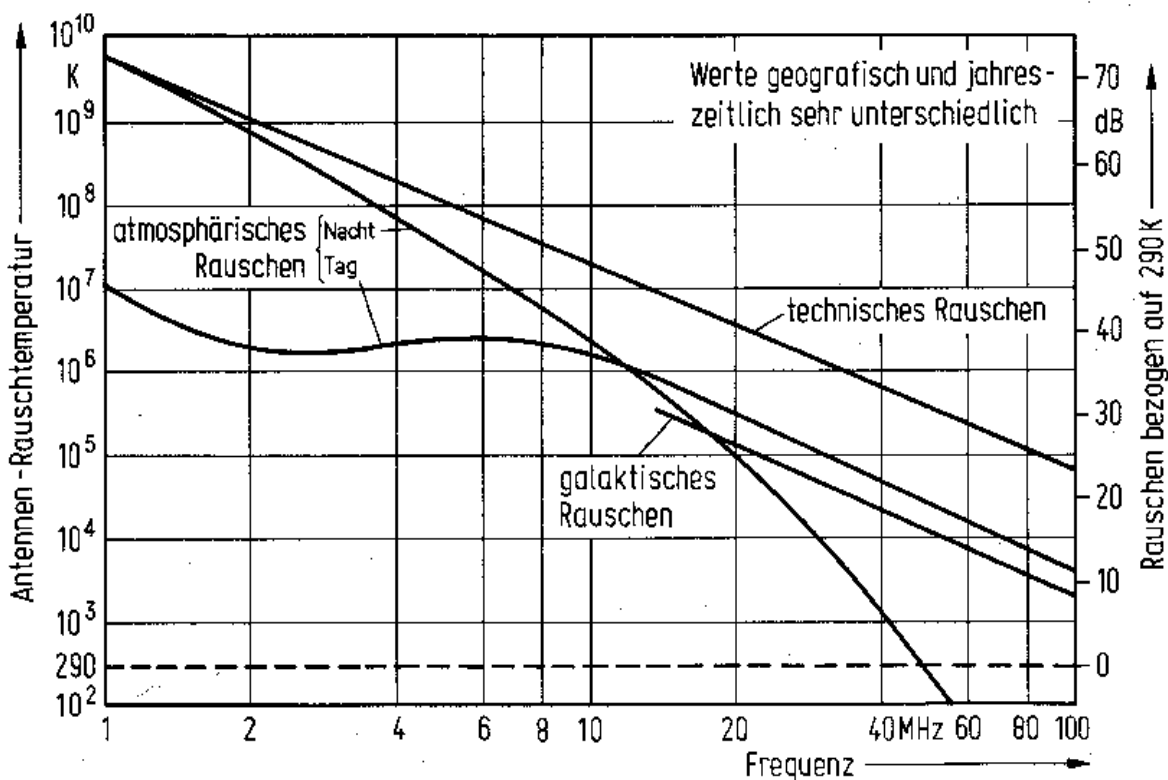
Als erstens soll die Empfangsseite untersucht werden. Welches sind eigentlich die wichtigsten Größen die zu beachten sind?

Da sind als erstens die **ext. Rauschquellen** mit deren Spektren sowie die **Rx internen Rauschanteile** zu eruieren. Sind diese Anteile bekannt, so muss versucht werden die weiteren Größen der Übertragungskette zu bestimmen.

### Nun zum ext. Rauschanteil:

Wir sehen im Bild 1 die für KW-Amateure interessanten und vorherrschenden Rauschgrößen im KW Frequenzgebiet. ( Nach CCIR Report 258-2 )

**Bild 9.1**



Wir sehen in der Grafik 4 Kurven.

- Das galaktische Rauschen (tritt nur auf ab ca. 15 MHz; mit ca. 12 dB/Okt. fallend ab ca. 15 MHz)
- Das atmosph. Tag - Rauschen ( + - konstant zwischen 1....10 MHz, stetig fallend ab 10 MHz)
- Das atmosph. Nacht - Rauschen (stetig steigend zwischen 1....10 MHz, steil fallend ab 10 MHz)
- Das technische "man made" Rauschen (mit ca. 12 dB / Oktave fallend ab ca. 1 MHz)

Man kann die entsprechenden Absolutgrößen mit Hilfe der linken Skala, der Antennen Rauschtemperatur, oder mit der universelleren rechten relativen dB-Skala (auf eine skalierte Rauschtemperatur von  $(273\text{K} + 17\text{K}) = 290\text{K}$ ) bestimmen.

## 9.1 Empfänger Eingangspegel

### Beispiel 1: Übertragungsstrecke " Tag" bei $f = 28.5 \text{ MHz}$ "

Betrachtet man eine gesamte Übertragungskette vom Senderausgang bis zum Empfängereingang, so erkennt man rasch, dass nur wenige durch den Amateur beeinflussbare elektrische Grössen existieren.

Beeinflussbare Grössen:

z.B.: Die Art der Antenne  
Die Grösse der Kabelverluste  
Die Wahl der Anpassgeräte  
Die Wahl der Empfangsbandbreite (Betriebsabhängig, SSB, Digital, CW)

Nicht beeinflussbare Grössen:

Externes Rauschen, technische / natürliche Störsignale  
Statische Entladungen durch Sonne, Wind und Wetter erzeugt

Die Aufgabe besteht nun, sämtliche Leistungsanteile die am Empfängereingang wirksam werden richtig zusammenzufassen.

Zuerst müssen alle Rauschanteile für eine gewählte Betriebsart bestimmt werden.

Für SSB benötigt man eine Bandbreite von ca. 3000 Hz. Das heisst, dass die Rauschleistung gegenüber dem Rausch Normpegel um den Faktor 3000 = 35dB vergrössert wird. Das dem Empfänger innenwohnende Rauschen, durch die Rauschzahl F angegeben besagt, dass z.B. bei einer Rauschzahl  $F=15$  entsprechend 12 dB, der Rauschanteil nochmals um diesen Betrag erhöht wird. Der Rx-intern erzeugte Rauschpegel kann jetzt durch einfaches zusammenzählen der dB-Werte ausgerechnet werden.

Rx-Pegel = Rauschnorm Pegel + Bandbreitfaktor + Rauschfaktor

Rx-Pegel =  $-174 \text{ dBm} + 35\text{dB} + 12\text{dB} = -127 \text{ dBm}$  (ca.  $0.1 \mu\text{V}$  an  $50 \Omega$ )

Dies heisst, dass am Empfängereingang eine " hausgemachte " interne Rauschleistung von  $-127 \text{ dBm}$  anliegt, was einer Leistung von ca. 0.2 femto-Watt entspricht. ( $0.2 \text{ E-15 W}$ )

Rechnet man jetzt noch die **externen** Stör und Rauschquellen gemäss CCIR-report 258-2 hinzu so ergibt sich folgendes Bild:

atm.Rauschen (Tag)	25 dB über Normrauschen =	$-179\text{dBW}$	=	$1.26 \text{ E-18}$	W
techn.Rauschen	35 dB über Normrauschen =	$-169\text{dBW}$	=	$1.26 \text{ E-17}$	W
galakt.Rauschen	23 dB über Normrauschen =	$-181\text{dBW}$	=	$7.9 \text{ E-19}$	W
Total ext.Rauschen			=	$1.46 \text{ E-17}$	W
Total ext.Rauschen mit Bandbreitfaktor 35 dB	=	$3000 * 1.46 \text{ E-17}$	=	$4.4 \text{ E-14}$	W

Dies erzeugt eine ext. Eingangsausgangsspannung an 50 Ohm von =  $1.5 \mu\text{V}$

Das interne Rauschen erzeugt eine Rauschspannung an 50 Ohm von =  $0.1 \mu\text{V}$

Die ext.Rauschspannung am Rx-Eingang ist somit ca. 15mal höher als das Rx Eigenrauschen

Fazit: Bei modernen HF- Empfängern (bis ca 50MHz) kann das Eigenrauschen gegenüber dem ext.Rauschen vernachlässigt werden. In diesem Beispiel entspricht  $1.5 \mu\text{V}$  ca. S3...S4

Fordert man nun ein Eingangssignal / Rauschverhältnis von 10 dB so würde sich der minimale Eingangssignal Pegel von  $1.5 \mu\text{V}$  auf ca.  $4.5 \mu\text{V}$  erhöhen.

Mit Hilfe der aufgezeigten Grafiken kann nun das letzte noch fehlende Glied, der effektiv am RX-Eingang wirksame Signal-Empfangspegel, bestimmt werden.

Durch einfaches zusammenzählen aller logarithmisch bestimmten Dämpfungen und Gains der Übertragungskette ist der RX- Eingangssignal Pegel bestimmt.



Das untenstehende Beispiel zeigt, wie diese praxisgerechte Rechnung etwa aussehen könnte:

Die bis jetzt zugrunde gelegten Daten beziehen sich auf die folgenden Werte:

Tx: f = 28.5 MHz //100W	P = 50 dBm	Rx Empfänger Rauschzahl	F = 12dB
MB Matchbox Tx-Seite	Lmb = 1.5 dB	MB Mbox. Verluste Rx-Seite	Lmb = 1.5 dB
LC Kabelverluste Tx-Seite	Lc = 3.0 dB	LC Kabelverluste Rx-Seite	Lc = 3.0 dB
GA Antennengewinn Tx-Seite	Ga = 5 dBi	GA Antennengewinn Rx-Seite	Ga = 5 dBi
Erhebungswinkel 10°		Empfangsbandbreite SSB	B1 = 3000 Hz
		Empfangsbandbreite CW	B1 =
		Signal / Rauschverhältnis SSBmin.	10 dB
		Signal / Rauschverhältnis CWmin.	

1) Path loss Streckendämpfung **Tagesstrecke** Zürich - Buenos Aires 12'000 km / 5\* F-Schicht

Streckendämpfung = **128dB**

2.) Path loss Streckendämpfung **Nachtstrecke** Zürich - Buenos Aires 12'000 km / .. F-Schicht  
Streckendämpfung = ... dB

Ext.Rauschanteile:	Technisches Rauschen	<b>35 dB</b>
	Atmosph. Rauschen Tag	<b>25 dB</b>
	Atmosph. Rauschen Nacht	.. dB
	Galakt. Rauschen	<b>23 dB</b>

Streckenanalyse:

$$P(Rx) = P(tx) - LMbox - Lcable + GaTx - Ploss + GaRx - Lcable - LMbox$$

$$P(Rx) = + 50 \text{ dBm} - 1.5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} + 5 \text{ dB} - 128 \text{ dB} + 5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} - 1.5 \text{ dB} = - 77 \text{ dBm}$$

Der errechnete Signalpegel von -77dBm am Rx-Eingang von 50 Ω wird 31.6 μV

Das **effektiv vorhandene** Signal/ Rauschverhältnis am Rx Eingang wird nun :

$$U_{\text{signal}} (\mu\text{V}) / U_{\text{rauschen}} (\mu\text{V}) = 31.6 / 1.5 = 21 \quad \text{was } 26\text{dB entspricht.}$$

Aufgrund dieses Resultats kann diese Verbindung gut abgewickelt werden. Möchte man jetzt z.B. noch weitere 10dB Reserve einplanen, so müsste man, als einzige noch verbleibende Möglichkeit, die Sendeleistung erhöhen.

Wie heisst doch der gängige Amateur Slogan? Auf die Dauer hilft nur Power! hi hi hi.

## Beispiel 2 : Übertragungsstrecke " Nacht" bei f = 3.5 MHz"

Betrachtet man eine gesamte Übertragungskette vom Senderausgang bis zum Empfängereingang, so erkennt man rasch, dass nur wenige durch den Amateur beeinflussbare elektrische Größen existieren.

Beeinflussbare Größen:

- z.B.: Die Art der Antenne
- Die Grösse der Kabelverluste
- Die Wahl der Anpassgeräte
- Die Wahl der Empfangsbandbreite (Betriebsabhängig, SSB, Digital, CW)
- Die Wahl der Frequenz

Nicht beeinflussbare Größen:

- Externes Rauschen, technische / natürliche Störsignale
- Statische Entladungen durch Sonne, Wind und Wetter erzeugt

Die Aufgabe besteht nun, sämtliche Leistungsanteile die am Empfängereingang wirksam werden richtig zusammenzufassen.

Zuerst müssen alle Rauschteile für eine gewählte Betriebsart bestimmt werden.

Für SSB benötigt man eine Bandbreite von ca. 3000 Hz. Das heisst, dass die Rauschleistung gegenüber dem Rausch Normpegel um den Faktor 3000 = 35dB vergrössert wird. Das dem Empfänger innenwohnende Rauschen, durch die Rauschzahl F angegeben besagt, dass z.B. bei einer Rauschzahl F=15 entsprechend 12 dB, der Rauschanteil nochmals um diesen Betrag erhöht wird. Der Rx-intern erzeugte Rauschpegel kann jetzt durch einfaches zusammenzählen der dB-Werte ausgerechnet werden.

Rx-Pegel = Rauschnorm Pegel + Bandbreitfaktor + Rauschfaktor

Rx-Pegel = -174 dBm + 35dB + 12dB = - 127 dBm

Dies heisst, dass am Empfängereingang eine " hausgemachte " interne Rauschleistung von -127 dBm anliegt, was einer effektiven Leistung von ca. 0.2 femto-Watt entspricht. ( 0.2E-15 W)

Rechnet man jetzt noch die **externen** Stör und Rauschquellen bei der gewählten Nachtfrequenz von 3.5MHz, gemäss CCIR-report 258-2 hinzu, so ergibt sich folgendes Bild:

atm.Rauschen (Nacht)	45 dB über Normrauschen = -159dBW	= 1.25 E-16 W
techn.Rauschen	55 dB über Normrauschen = -149dBW	= 1.25 E-15 W
galakt.Rauschen	00 dB über Normrauschen = fehlt	= .....
Total ext.Rauschen		= 1.35 E-15 W
Total ext.Rauschen mit Bandbreitfaktor 35 dB	= 3000* 1.35 E-15	= 4.05 E-12 W
Dies erzeugt eine externe Eingangsausgangsspannung an 50 Ohm von		= 14.0 µV
Das interne Rauschen erzeugt eine Rauschspannung an 50 Ohm von		= 0.1 µV

Das ext.Rauschen ist somit ca.140mal höher

Fazit: Bei modernen HF- Empfängern (bis ca 50MHz) kann das Eigenrauschen gegenüber dem ext.Rauschen vernachlässigt werden. In diesem Beispiel entspricht 14.0 µV ca. S7...S8

Fordert man nun ein Eingangssignal / Rauschverhältnis von 10 dB so erhöht sich der minimale Eingangssignal Pegel von 14µV auf ca. 45 µV .

Mit Hilfe der aufgezeigten Grafiken kann nun das letzte noch fehlende Glied, der effektiv am RX-Eingang wirksame Empfangspegel, bestimmt werden.

Durch einfaches zusammenzählen aller logarithmisch bestimmten Dämpfungen und Gains der Übertragungskette ist der RX- Eingangssignal Pegel bestimmt.

Das untenstehende Beispiel zeigt, wie diese praxisgerechte Rechnung etwa aussehen könnte:

Die bis jetzt zugrunde gelegten Daten beziehen sich auf die folgenden Werte:

Tx: f = <b>3.5</b> MHz //100W	P = 50 dBm	Rx Empfänger Rauschzahl F	= 12dB
MB Matchbox Tx-Seite	Lmb = 1.5 dB	MB Mbox. Verluste Rx-Seite	Lmb =1.5 dB
LC Kabelverluste Tx-Seite	Lc = 3.0 dB	LC Kabelverluste Rx-Seite	Lc =3.0 dB
GA Antennengewinn Tx-Seite	Ga = 5 dBi	GA Antennengewinn Rx-Seite	Ga =5 dBi
Erhebungswinkel 10°		Empfangsbandbreite SSB B1	= <b>3000 Hz</b>
		Empfangsbandbreite CW B1	=
		Signal / Rauschverhältnis SSBmin.	<b>10 dB</b>
		Signal / Rauschverhältnis CWmin.	

1) Path loss Streckendämpfung Tagstrecke Zürich - Buenos Aires 12'000 km / \* F-Schicht

Streckendämpfung =

2.) Path loss Streckendämpfung **Nachtstrecke** Zürich - Buenos Aires 12'000 km / **6\* F**-Schicht  
 Streckendämpfung = **140 dB**

Ext.Rauschanteile:	Technisches Rauschen	<b>45 dB</b> über $kT_0$ in dB
	Atmosph. Rauschen Tag	<b>fehlt</b>
	Atmosph. Rauschen Nacht	<b>55 dB</b> über $kT_0$ in dB
	Galakt. Rauschen	<b>fehlt</b>

Streckenanalyse:

$$P(Rx) = P(tx) - LMbox - Lcable + GaTx - Ploss + GaRx - Lcable - LMbox$$

$$P(Rx) = + 50 \text{ dBm} - 1.5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} + 5 \text{ dB} - 140 \text{ dB} + 5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} - 1.5 \text{ dB} = - 89 \text{ dBm}$$

Der errechnete Signalpegel von -89 dBm am Rx-Eingang entspricht **6.3 µ-Volt**

Das **effektiv vorhandene** Signal/ Rauschverhältnis am Rx Eingang ist nun :

$$U_{\text{signal}} / U_{\text{rauschen}} = 6.3 / 14 = 0.45 \text{ was } - 7 \text{ dB entspricht, also nil !}$$

Bei dieser Konstellation ist somit kein Verkehr möglich. Auch mit viel mehr Power ist nichts zu machen. Um die Rauschanteile zu verkleinern könnte man versuchen , falls die **MUF** dies zulässt, mit einer höheren Frequenz zu fahren.

### Beispiel 3 : Übertragungsstrecke " Nacht" bei $f = 14.2 \text{ MHz}$ "

Betrachtet man eine gesamte Übertragungskette vom Senderausgang bis zum Empfängereingang, so erkennt man rasch, dass nur wenige durch den Amateur beeinflussbare elektrische Grössen existieren.

Beeinflussbare Grössen:

- z.B.: Die Art der Antenne
- Die Grösse der Kabelverluste
- Die Wahl der Anpassgeräte
- Die Wahl der Empfangsbandbreite (Betriebsabhängig, SSB, Digital, CW)
- Die Wahl der Frequenz

Nicht beeinflussbare Grössen:

- Externes Rauschen, technische / natürliche Störsignale
- Statische Entladungen durch Sonne, Wind und Wetter erzeugt

Die Aufgabe besteht nun, sämtliche Leistungsanteile die am Empfängereingang wirksam werden richtig zusammenzufassen.

Zuerst müssen alle Rauschanteile für eine gewählte Betriebsart bestimmt werden.

Für SSB benötigt man eine Bandbreite von ca. 3000 Hz. Das heisst, dass die Rauschleistung gegenüber dem Rausch Normpegel um den Faktor 3000 = 35dB vergrössert wird. Das dem Empfänger innenwohnende Rauschen, durch die Rauschzahl F angegeben besagt, dass z.B. bei einer Rauschzahl  $F=15$  entsprechend 12 dB, der Rauschanteil nochmals um diesen Betrag erhöht wird. Der Rx-intern erzeugte Rauschpegel kann jetzt durch einfaches zusammenzählen der dB-Werte ausgerechnet werden.

Rx-Pegel = Rauschnorm Pegel + Bandbreitfaktor + Rauschfaktor

Rx-Pegel =  $-174 \text{ dBm} + 35\text{dB} + 12\text{dB} = -127 \text{ dBm}$

Dies heisst, dass am Empfängereingang eine " hausgemachte " interne Rauschleistung von  $-127 \text{ dBm}$  anliegt, was einer effektiven Leistung von ca. 0.2 femto-Watt entspricht. ( $0.2 \text{E-15 W}$ )

Rechnet man jetzt noch die **externen** Stör und Rauschquellen bei der gewählten Nachtfrequenz von 14.2MHz, gemäss CCIR-report 258-2 hinzu, so ergibt sich folgendes Bild:

atm.Rauschen (Nacht)	35 dB über Normrauschen = -169dBW	= 1.25 E-17 W
techn.Rauschen	45 dB über Normrauschen = -159dBW	= 1.25 E-16 W
galakt.Rauschen	25 dB über Normrauschen = -179dBW	= 1.25 E-18 W
Total ext.Rauschen		= 1.35 E-16 W
Total ext.Rauschen mit Bandbreitfaktor 35 dB	= $3000 * 1.35 \text{ E-16}$	= 4.2 E-13 W
Dies erzeugt eine externe Eingangsausgangsspannung an 50 Ohm von		= 4.5 $\mu\text{V}$
Das interne Rauschen erzeugt eine Rauschspannung an 50 Ohm von		= 0.1 $\mu\text{V}$

Atm.Rauschen und galakt.Rauschen brauchen nicht berücksichtigt zu werden, da der Anteil unter 10% des techn.Rauschen liegt.

Das ext.Rauschen ist somit ca.45mal höher

Fazit: Bei modernen HF- Empfängern (bis ca 50MHz) kann das Eigenrauschen gegenüber dem ext.Rauschen vernachlässigt werden. In diesem Beispiel entspricht 4.5  $\mu\text{V}$  ca. S4...S5

Fordert man nun ein Eingangssignal / Rauschverhältnis von 10 dB so erhöht sich der minimale Eingangssignal Pegel von 4.5 $\mu\text{V}$  auf ca. 14  $\mu\text{V}$ .

Mit Hilfe der aufgezeigten Grafiken kann nun das letzte noch fehlende Glied, der effektiv am RX-Eingang wirksame Empfangspegel, bestimmt werden.

Durch einfaches zusammenzählen aller logarithmisch bestimmten Dämpfungen und Gains der Übertragungskette ist der RX- Eingangssignal Pegel bestimmt.

Das untenstehende Beispiel zeigt, wie diese praxisgerechte Rechnung etwa aussehen könnte:

Die bis jetzt zugrunde gelegten Daten beziehen sich auf die folgenden Werte:

Tx: f = <b>14.2</b> MHz //100W	P = 50 dBm	Rx Empfänger Rauschzahl F	= 12dB
MB Matchbox Tx-Seite	Lmb = 1.5 dB	MB Mbox. Verluste Rx-Seite	Lmb = 1.5 dB
LC Kabelverluste Tx-Seite	Lc = 3.0 dB	LC Kabelverluste Rx-Seite	Lc = 3.0 dB
GA Antennengewinn Tx-Seite	Ga = 5 dBi	GA Antennengewinn Rx-Seite	Ga = 5 dBi
Erhebungswinkel 10°		Empfangsbandbreite SSB B1	= <b>3000 Hz</b>
		Empfangsbandbreite CW B1	=
		Signal / Rauschverhältnis SSBmin.	<b>10 dB</b>
		Signal / Rauschverhältnis CWmin.	

1) Path loss Streckendämpfung Tagstrecke Zürich - Buenos Aires 12'000 km / \* F-Schicht

Streckendämpfung =

2.) Path loss Streckendämpfung **Nachtstrecke** Zürich - Buenos Aires 12'000 km / **6\* F-Schicht**  
 Streckendämpfung = **140 dB**

Ext.Rauschanteile:	Technisches Rauschen	<b>45 dB</b> über $kT_0$ in dB
	Atmosph. Rauschen Tag	<b>fehlt</b>
	Atmosph. Rauschen Nacht	<b>35 dB</b> über $kT_0$ in dB
	Galakt. Rauschen	<b>25dB</b> über $kT_0$ in dB

Streckenanalyse:

$$P(Rx) = P(tx) - LMbox - Lcable + GaTx - Ploss + GaRx - Lcable - LMbox$$

$$P(Rx) = + 50 \text{ dBm} - 1.5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} + 5\text{dB} - 140 \text{ dB} + 5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} - 1.5 \text{ dB} = - 89 \text{ dBm}$$

Der errechnete Signalpegel von -89 dBm (an 50 Ω ) Rx-Eingang entspricht **8 µ-Volt**

Das **effektiv vorhandene** Signal/ Rauschverhältnis am Rx Eingang ist nun :

$$U_{\text{signal}} / U_{\text{rauschen}} = 8 / 4.5 = 1.76 \text{ was } \mathbf{5 \text{ dB}} \text{ entspricht, also immer noch marginal !}$$

Bei dieser Konstellation ist somit kein sicherer Verkehr möglich.

Mit mehr Power, z.B. 5dB mehr Tx Leistung, also 316W anstelle der 100W könnte der Signal / Rauschabstand auf 10dB gesteigert werden, was einen vernünftigen SSB Betrieb zulassen würde.

Als Alternative zum SSB Betrieb könnte CW ( 300Hz Bandbreite) bei gleicher TX-Leistung gefahren werden. Der verkleinerte Rauschpegel ergibt dann einen Pegelzuwachs von über 10dB, was einen sicheren CW Betrieb bedeutet.

Bei dieser Betrachtung wurde angenommen, dass die **MUF** für diesen Betriebsfall genügend hoch angesiedelt ist. Wäre dies nicht der Fall, so wäre ein Funkverkehr mit den angenommenen Werten nicht möglich.

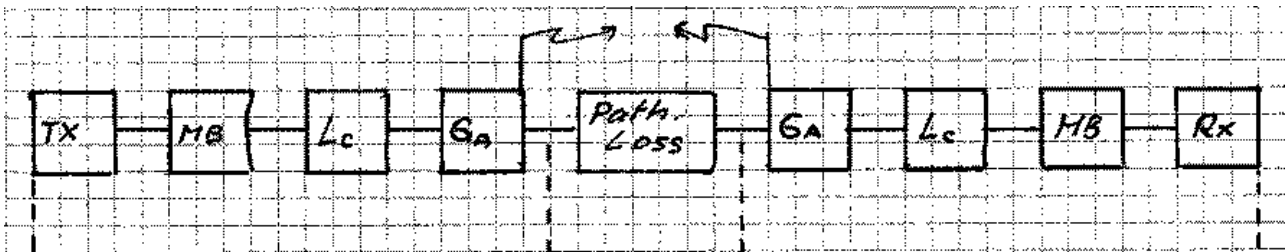
## 9.2.1 Darstellung der Übertragungskette

### Legende: Beispiel 1

Tx: F = 28.5 MHz //100W	P = 50 dBm	Rx Empfänger Rauschzahl F	= 12dB
MB Matchbox Tx-Seite	Lmb = 1.5 dB	MB Mbox. Verluste Rx-Seite	Lmb = 1.5 dB
LC Kabelverluste Tx-Seite	Lc = 3.0 dB	LC Kabelverluste Rx-Seite	Lc = 3.0 dB
GA Antennengewinn Tx-Seite	Ga = 5 dBi	GA Antennengewinn Rx-Seite	Ga = 5 dBi
Erhebungswinkel 10°		Empfangsbandbreite SSB B1	= 3000 Hz
		Empfangsbandbreite CW B1	= 100 Hz
		Signal / Rauschverhältnis SSBmin.	10 dB
		Signal / Rauschverhältnis CWmin.	3 dB

- 1) Path loss Streckendämpfung **Tagesstrecke** Zürich - Buenos Aires 12'000 km / 5\* F-Schicht  
Streckendämpfung = **128dB**
- 2.) Path loss Streckendämpfung **Nachtstrecke** Zürich - Buenos Aires 12'000 km / 6\* F-Schicht  
Streckendämpfung = 140 dB

Ext. Rauschanteile:	Technisches Rauschen	<b>35 dB</b>
	Atmosph. Rauschen Tag	<b>25 dB</b>
	Atmosph. Rauschen Nacht	15 dB
	Galakt. Rauschen	<b>23 dB</b>



**Bild 9.6.1**

Norm Rauschleistung	- 174 dBm		
Bandbreitezuwachs 3000 Hz	35 dB		
RX-Rauschen (F=15)	12 dB		
Int. RX - Rauschen am RX Eingang	- 127 dBm	200E-15 mW	200 E-18 W (0.1µV)
atm. Rauschen 25 dB über -174dBm	- 149 dBm	1.25 E-15 mW	1.25 E-18 W
techn. Rauschen 35 dB über -174dBm	-139 dBm	12.6 E-15 mW	12.6 E-18 W
galakt. Rauschen 23 dB über -174dBm	- 151 dBm	0.79 E-15 mW	0.79 E-18 W
Tot ext. Rauschen	-168 dBW		15 E -18 W
Tot ext. Rauschen am RX-Eingang (35dB)	-133 dBW		5 E -14 W
Tot ext. Rauschen am RX-Eingang in µV	1.5 µV		

Das RX Eigenrauschen mit 0.1 µV kann vernachlässigt werden

Mit den Daten der obigen Übertragungsstrecke wird der Empfangspegel:

$$P(Rx) = P(tx) - L_{Mb} - L_c + G_a - P_l + G_a - L_c - L_{Mb}$$

$$P(Rx) = + 50 \text{ dBm} - 1.5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} + 5 \text{ dB} - 128 \text{ dB} + 5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} - 1.5 \text{ dB} = - 77 \text{ dBm}$$

$$\text{Ohne Reserve ergibt sich der Minimalpegel zu } -77 \text{ dBm} = 20 \text{ E-12 W} = 31.6 \text{ E-6 V} = 31.6 \text{ µV}$$

31.6 µV entspricht S8...S9

Das **effektiv vorhandene** Signal/ Rauschverhältnis am Rx Eingang ist nun :

$$S/N = (31.6/1.5) = 21 \text{ fach} \quad 20 \log 21 = 26 \text{ dB}$$

Die Verbindungsqualität kann als gut bezeichnet werden

## 9.2.2 Darstellung der Übertragungskette

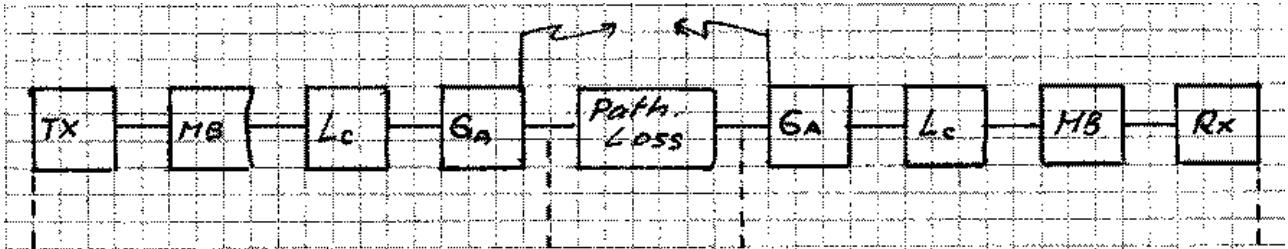
### Legende: Beispiel 2

Tx: F = 28.5 MHz //100W	P = 50 dBm	Rx Empfänger Rauschzahl	F = 12 dB
MB Matchbox Verluste Tx-Seite	Lmb = 1.5 dB	MB Mbox. Verluste Rx-Seite	Lmb = 1.5 dB
LC Kabelverluste Tx-Seite	Lc = 3.0 dB	LC Kabelverluste Rx-Seite	Lc = 3.0 dB
GA Antennengewinn Tx-Seite	Ga = 5 dBi	GA Antennengewinn Rx-Seite	Ga = 5 dBi
Erhebungswinkel 10°		Empfangsbandbreite SSB	B1 = 3000 Hz
		Empfangsbandbreite CW	B1 = <b>100Hz</b>
		Signal / Rauschverhältnis SSB	min. 10 dB
		Signal / Rauschverhältnis CW	min. <b>3 dB</b>

1) Path loss Streckendämpfung **Tagesstrecke** Zürich - Buenos Aires 12'000 km / 5\* F-Schicht  
Streckendämpfung = **128dB**

2.) Path loss Streckendämpfung **Nachtstrecke** Zürich - Buenos Aires 12'000 km / 6\* F-Schicht  
Streckendämpfung = 140 dB

Ext.Rauschanteile:	Technisches Rauschen	<b>35 dB</b>
	Atmosph. Rauschen Tag	<b>25 dB</b>
	Atmosph. Rauschen Nacht	15 dB
	Galakt. Rauschen	<b>23 dB</b>



**Bild9. 6 .2**

Norm Rauschleistung	- 174 dBm		
Bandbreitezuwachs 100 Hz	20 dB		
RX-Rauschen ( F=15 )	12 dB		
Int.RX - Rauschen am RX Eingang	- 142 dBm	6.3E-15 mW	6.3 E-18 W (0.018µV)
atm. Rauschen 25 dB über -174dBm	- 149 dBm	1.25 E-15 mW	1.25 E-18 W
techn.Rauschen 35 dB über -174dBm	-139 dBm	12.6 E-15 mW	12.6 E-18 W
galakt.Rauschen 23 dB über -174dBm	- 151 dBm	0.79 E-15 mW	0.79 E-18 W
Tot ext. Rauschen	-168 dBW		15 E -18 W
Tot ext. Rauschen am RX-Eingang (20dB)	-148 dBW		1.6 E -15 W
Tot ext. Rauschen am RX-Eingang in µV	0.28 µV		

Das RX Eigenrauschen mit 0.018 µV kann vernachlässigt werden

Mit den Daten der obigen Übertragungsstrecke wird der Empfangspegel:

$$P(Rx) = P(tx) - Lmb - Lc + Ga - PI + Ga - Lc - Lmb$$

$$P(Rx) = + 50 \text{ dBm} - 1.5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} + 5\text{dB} - 128 \text{ dB} + 5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} - 1.5 \text{ dB} = - 77 \text{ dBm}$$

Ohne Reserve ergibt sich der Minimalpegel zu  $-77\text{dBm} = 20\text{E}-12\text{W} = 31.6 \text{ E}-6\text{V} = 31.6 \mu\text{V}$

31.6 µV entspricht S8...S9

Das **effektiv vorhandene** Signal/ Rauschverhältnis am Rx Eingang ist nun :

$$S/N = (31.6/0.28) = 112 \text{ fach} \quad 20 \log 112 = \mathbf{41dB}$$

Die Verbindungsqualität kann als hervorragend bezeichnet werden

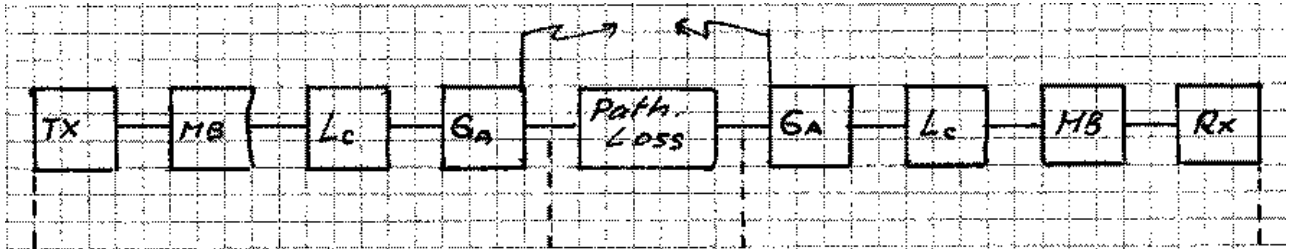
### 9.2.3 Darstellung der Übertragungskette

#### Legende: Beispiel 3

Tx: F = 28.5 MHz //100W	P = 50 dBm	Rx Empfänger Rauschzahl	F = 12 dB
MB Matchbox Verluste Tx-Seite	Lmb = 1.5 dB	MB Mbox. Verluste Rx-Seite	Lmb = 1.5 dB
LC Kabelverluste Tx-Seite	Lc = 3.0 dB	LC Kabelverluste Rx-Seite	Lc = 3.0 dB
GA Antennengewinn Tx-Seite	Ga = 5 dBi	GA Antennengewinn Rx-Seite	Ga = 5 dBi
Erhebungswinkel 10°		Empfangsbandbreite SSB	B1 = 3000 Hz
		Empfangsbandbreite CW	B1 = 100Hz
		Signal / Rauschverhältnis SSB	min. 10 dB
		Signal / Rauschverhältnis CW	min. 3 dB

- 1) Path loss Streckendämpfung Tagesstrecke Zürich - Buenos Aires 12'000 km / 5\* F-Schicht  
Streckendämpfung = 128dB
- 2.) Path loss Streckendämpfung **Nachtstrecke** Zürich - Buenos Aires 12'000 km / 6\* F-Schicht  
Streckendämpfung = **140 dB**

Ext.Rauschanteile:	Technisches Rauschen	<b>35 dB</b>
	Atmosph. Rauschen Tag	25 dB
	Atmosph. Rauschen Nacht	<b>15 dB</b>
	Galakt. Rauschen	<b>23 dB</b>



**Bild9. 6 .3**

Norm Rauschleistung	- 174 dBm		
Bandbreitezuwachs 3000 Hz	35 dB		
RX-Rauschen ( F=15 )	12 dB		
Int.RX - Rauschen am RX Eingang	- 127 dBm	200E-15 mW	200 E-18 W (0.1µV)
atm. Rauschen 15 dB über -174dBm	- 159 dBm	0.125 E-15 mW	0.125 E-18 W
techn.Rauschen 35 dB über -174dBm	-139 dBm	12.6 E-15 mW	12.6 E-18 W
galakt.Rauschen 23 dB über -174dBm	- 151 dBm	0.79 E-15 mW	0.79 E-18 W
Tot ext. Rauschen	-168 dBW		15 E -18 W
Tot ext. Rauschen am RX-Eingang (35dB)	-133 dBW		5 E -14 W
Tot ext. Rauschen am RX-Eingang in µV	1.5 µV		

Das RX Eigenrauschen mit 0.1 µV kann vernachlässigt werden

Mit den Daten der obigen Übertragungsstrecke wird der Empfangspegel:

$$P(Rx) = P(tx) - Lmb - Lc + Ga - Pl + Ga - Lc - Lmb$$

$$P(Rx) = + 50 \text{ dBm} - 1.5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} + 5\text{dB} - 140 \text{ dB} + 5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} - 1.5 \text{ dB} = - 89 \text{ dBm}$$

Ohne Reserve ergibt sich der Minimalpegel zu **-89dBm** = 1.25 E-12W = 7.9 E-6V = **7.9 µV**  
7.9 µV entspricht S5...S6

Das **effektiv vorhandene** Signal/ Rauschverhältnis am Rx Eingang ist nun :

$$S/N = (7.9/1.5) = 5.26 \text{ fach} \quad 20 \log 5.26 = \mathbf{14 \text{ dB}}$$

Die Verbindungsqualität kann als gerade genügend bezeichnet werden.



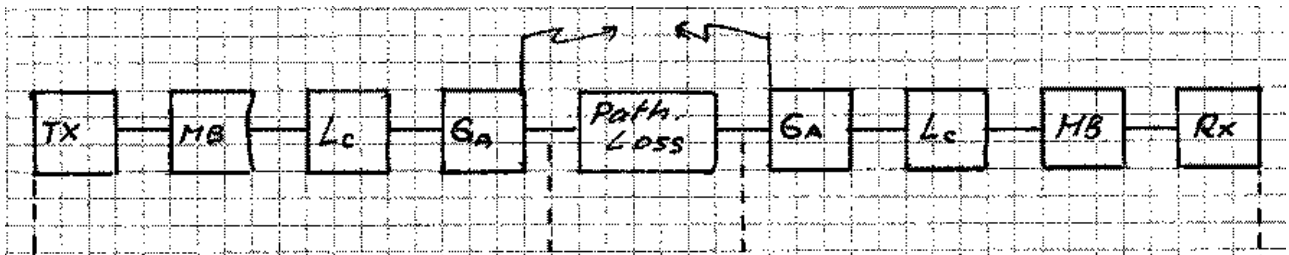
## 9.2.4 Darstellung der Übertragungskette

### Legende: Beispiel 4

Tx: F = 28.5 MHz //100W	P = 50 dBm	Rx Empfänger Rauschzahl F	=12 dB
MB Matchbox Verluste Tx-Seite Lmb	= 1.5 dB	MB Mbox. Verluste Rx-Seite Lmb	=1.5 dB
LC Kabelverluste Tx-Seite Lc	= 3.0 dB	LC Kabelverluste Rx-Seite Lc	= 3.0 dB
GA Antennengewinn Tx-Seite Ga	= 5 dBi	GA Antennengewinn Rx-Seite Ga	= 5 dBi
Erhebungswinkel 10°		Empfangsbandbreite SSB B1	= 3000Hz
		Empfangsbandbreite CW B1	= <b>100Hz</b>
		Signal / Rauschverhältnis SSB	min. 10 dB
		Signal / Rauschverhältnis CW	min. <b>3 dB</b>

- 1) Path loss Streckendämpfung Tagesstrecke Zürich - Buenos Aires 12'000 km / 5\* F-Schicht  
Streckendämpfung = 128dB
- 2.) Path loss Streckendämpfung **Nachtstrecke** Zürich - Buenos Aires 12'000 km / 6\* F-Schicht  
Streckendämpfung = **140 dB**

Ext. Rauschanteile:	Technisches Rauschen	<b>35 dB</b>
Atmosph.	Rauschen Tag	25 dB
Atmosph.	Rauschen Nacht	<b>15 dB</b>
Galakt.	Rauschen	<b>23 dB</b>



**Bild9. 6.4**

Norm Rauschleistung	- 174 dBm		
Bandbreitezuwachs 100Hz	20 dB		
RX-Rauschen ( F=15 )	12 dB		
Int.RX - Rauschen am RX Eingang	- 142 dBm	6.3 E-15 mW	6.3 E-18 W(0.018µV)
atm. Rauschen 15 dB über -174dBm	- 159 dBm	0.125 E-15 mW	0.125 E-18 W
techn.Rauschen 35 dB über -174dBm	-139 dBm	12.6 E-15 mW	12.6 E-18 W
galakt.Rauschen 23 dB über -174dBm	- 151 dBm	0.79 E-15 mW	0.79 E-18 W
Tot ext. Rauschen	-169 dBW		13.5 E -18 W
Tot ext. Rauschen am RX-Eingang (35dB)	-149 dBW		1.25 E -15 W
Tot ext. Rauschen am RX-Eingang in µV	0.25 µV		

Das RX Eigenrauschen mit 0.018 µV kann vernachlässigt werden

Mit den Daten der obigen Übertragungsstrecke wird der Empfangspegel:

$$P(Rx) = P(tx) - Lmb - Lc + Ga - PL + Ga - Lc - Lmb$$

$$P(Rx) = + 50 \text{ dBm} - 1.5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} + 5\text{dB} - 140 \text{ dB} + 5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} - 1.5 \text{ dB} = - 89 \text{ dBm}$$

Ohne Reserve ergibt sich der Minimalpegel zu **-89dBm** = 1.25 E-12W = 7.9 E-6V = **7.9 µV**  
7.9 µV entspricht S5...S6

Das **effektiv vorhandene** Signal/ Rauschverhältnis am Rx Eingang ist nun :

$$S/N = (7.9/0.25) = 31.6 \text{ fach} \quad 20 \log 31.6 = \mathbf{30 \text{ dB}}$$

Die Verbindungsqualität kann als sehr gut bezeichnet werden.

### 9.3 Zusammenfassung:

Die 4- Beispiele basieren auf folgenden Annahmen:

Strecke Zürich - Buenos Aires mit Grosskreis Distanz 12'000 km  
Beispiel 1 Tagesverkehr in SSB  
Beispiel 2 Tagesverkehr in CW  
Beispiel 3 Nachtverkehr in SSB  
Beispiel 4 Nachtverkehr in CW

Verkehr über die F-Schicht

Angenommener Erhebungswinkel  $10^\circ$

Fop kann mit dem angenommenen Winkel von  $10^\circ$  :  $2.5 * MUF$  betragen

MUF 12MHz max.Frequenz Fop =  $2.5 * 12\text{MHz}$  Fop max.= 30MHz

Fop gewählt 28.5 MHz

Bei diesen gewählten Frequenzen ist die Tag/Nacht MUF zu beachten. Unter bestimmten Bedingungen muss die 28.5MHz Frequenz für die Nacht auf 14MHz oder noch tiefer verlegt werden, mit der Konsequenz, dass ev. die S/N Verhältnisse keinen ordentlichen Verkehr mehr zulassen.

Antenne : RX und TX seitig :  $\lambda/2$  Dipol mit Reflektor

In den obigen Streckenberechnungen sind bewusst keine Angaben über die Instabilität der Übertragungsstrecke infolge Schwankungen der Ionosphäre, Bodenreflektion etc. gemacht worden. Man kann aber annehmen dass die errechneten Werte je nach Tages- Jahreszeit beträchtlich schwanken können. Z.B. kann Fading schnell einmal bis zu 20dB betragen, sodass eine Reserve von 20dB ohne weiteres aufgebraucht wird. Unter guten Bedingungen heisst 20 dB aber auch, dass die Tx-Leistung um den **Faktor 100** verkleinert werden könnte ohne die Verbindungsqualität zu vermindern, was der "normale Durchschnitts-Amateur" ja sicherlich auch macht!! Hi Hi Hi .

Die Angaben bezüglich

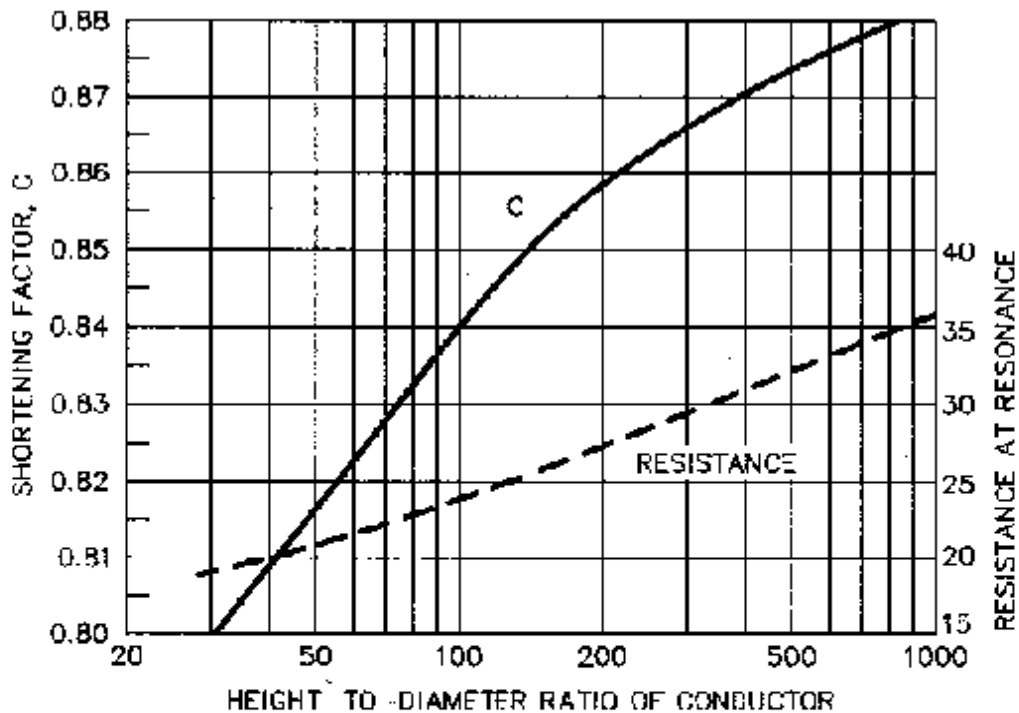
S/N =10 dB für SSB und

S/N =3 dB (6dB ) für CW wurden der gängigen Literatur entnommen.

Folg. Literaturquellen wurden u.a. im Text verarbeitet:

ARRL	Antenna Handbook 21th.Editon
ARRL	Basic Antennas
Gerzelka	Funkverkehrs Systeme
Janzen	Kurze Antennen
Meinke	Einführung in die EI. Technik höherer Frequenzen Bd1/Bd2
Moxon	HF-Antennas for all Locations 2nd.Edition
Schröder	EI. Nachrichtentechnik Bd1
Stirner	Antennen Bd1/ Bd2
Siemens	Handbuch Planung von KW-Verbindungen

## Annex 1 . Verkürzungsfaktor für $\lambda/4$ Monopole



**Fig 38—Shortening factor, C, and radiation resistance as a function of antenna height-to-diameter ratio. These curves are based on measurements of  $\frac{1}{4}$ - $\lambda$  vertical monopoles over a 64-radial counterpoise, approximately  $0.6 \lambda$  square and approximately  $0.15 \lambda$  above ground. A minor shift in the values will occur with different counterpoise sizes and height above ground.**

## Annex 2 .

### Antennenimpedanzen

Die Eingangsimpedanz lautet in allgemeiner Form :

$$Z_{ant.} = R_a \pm j X_a$$

wobei  $Z_{ant}$  = komplexe Eingangsimpedanz  
 $R_a$  = Antennen Wirkwiderstand ( $R_s + R_v$ )  
 $R_s$  = Strahlungswiderstand  
 $R_v$  = Verlustwiderstand bedeutet

$jX_a$  = Antennen Blindwiderstand

#### Für den Monopol gilt:

$$Z_a(\text{stab}) = \frac{R_a - jZ_w(\text{stab}) \cdot (\sin(2\pi h/\lambda) \cdot \cos(2\pi h/\lambda))}{\sin^2(2\pi h/\lambda) + (R_a / Z_w(\text{stab}))^2 \cdot \cos^2(2\pi h/\lambda)}$$

N.B. In der Praxis beschränkt man sich auf eine max. Höhe des Monopols auf  $h \leq \lambda/2$

#### Für den Dipol gilt:

$$Z_a(\text{dipol}) = \frac{R_a - jZ_w(\text{dipol}) \cdot (\sin(\pi l/\lambda) \cdot \cos(\pi l/\lambda))}{\sin^2(\pi l/\lambda) + (R_a / Z_w(\text{dipol}))^2 \cdot \cos^2(\pi l/\lambda)}$$

$Z_w(\text{dipol})$  = Wellenwiderstand des Dipols

N.B. Die Länge des Dipols kann beliebig lang gewählt werden.

Wird die Länge über  $\lambda/2$  hinaus verlängert , so sind die entstehenden Mehrfach Resonanzfrequenzen nicht exakte Vielfache der Grundfrequenz. Die Antenne muss entsprechend verkürzt werden um wieder die Resonanzbedingung  $\pm jX = 0$  zu erhalten.