

### 地面波传播(Ground Wave Propagation)

- 无线电波沿地球表面(空气与大地交界面)绕射传播, 也叫做表面波传播(Surface-Wave Propagation)
- 出现情况: 天线埋于地表以下或低架于地面上, 最大辐射方向沿地球表面
- 频率范围: 超长、长、中、短波
- 优点: 信号稳定, 不受气象条件、昼夜及季节变化的影响
- 缺点: 随着频率的增加, 传播损耗迅速增大
- 用途: 地波导航、远程通信、广播



2.1 地球表面电特性

2.2 地面波场强的计算

2.3 地面波传播特性

2.4 均匀光滑地面的地波传播

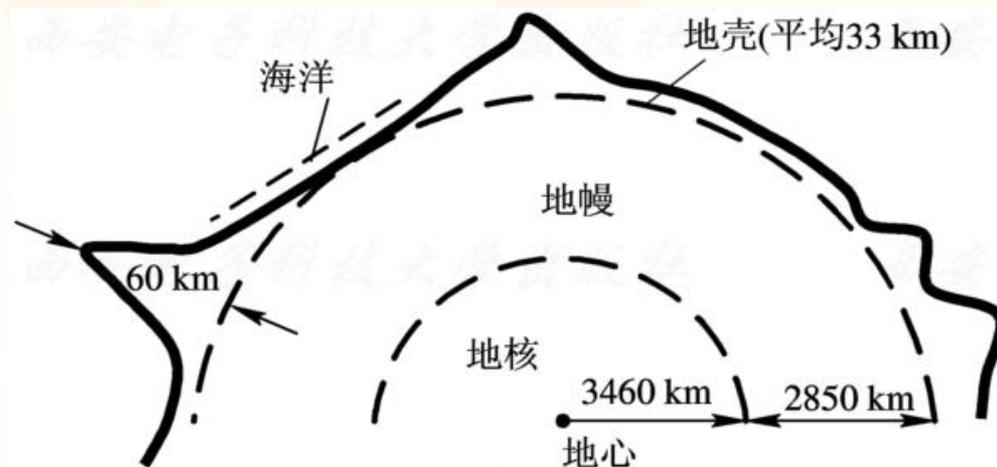
2.5 地波传播的其他形式

2.6 地波传播的典型应用

习题二



### 2.1 地球表面电特性



地球结构示意图

- ◆ 不同的地质结构及地形地物，在一定程度上影响着无线电波的传播；
- ◆ 讨论地面波传播时，一般是将对流层视为均匀媒质，电离层的影响不予考虑，主要考虑地球表面对电波传播的影响。



### 1. 地面对电波传播的影响:

#### ◆地面的不平坦性

当地面起伏不平程度相对于波长很小时可看成光滑地面，对于长波和中波(100m—10Km)，除高山外均可看光滑地面。

#### ◆地质的情况

电磁特性： $\epsilon$ ， $\sigma$ ， $\mu = \mu_0$

地面类型	$\epsilon_r$		$\sigma/(S \cdot m^{-1})$	
	平均值	变化范围	平均值	变化范围
海水	80	80	4	0.66~6.6
淡水	80	80	$10^{-3}$	$10^{-3} \sim 2.4 \times 10^{-2}$
湿土	20	10~30	$10^{-2}$	$3 \times 10^{-3} \sim 3 \times 10^{-2}$
干土	4	2~6	$10^{-3}$	$1.1 \times 10^{-5} \sim 2 \times 10^{-3}$



## 第2章 地面波传播

为了既反映媒质的介电性 $\varepsilon_r$ ，又反映媒质的导电性 $\sigma$ ，可采用相对复介电常数

$$\tilde{\varepsilon}_r = \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} = \varepsilon_r - j60\lambda\sigma$$

推导：

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} + \sigma\vec{E}$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H}$$

– 将第一方程改写为

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\left(\varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega}\right)\vec{E} = j\omega\varepsilon_0\left(\varepsilon_r - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0}\right)\vec{E}$$

– 括号中可视为等效介电常数，用 $\varepsilon_e$ 表示，即

$$\varepsilon_e = \varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega} \qquad \tilde{\varepsilon}_r = \frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_0} = \varepsilon_r - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0}$$

### 2. 地质是呈现导电性还是介电性的判断:

■ 电损耗正切: 
$$\tan d = \frac{\text{Im}(\tilde{\epsilon}_r)}{\text{Re}(\tilde{\epsilon}_r)} = \frac{J_f}{J_D}$$

$$= \frac{\sigma}{\omega\epsilon} = \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0\epsilon_r} = \frac{60\lambda\sigma}{\epsilon_r}$$

■ 良导体:  $60\lambda\sigma/\epsilon_r \gg 1$

■ 电介质:  $60\lambda\sigma/\epsilon_r \ll 1$

■ 半电介质: 两者相差不大

➤ 频率越高, 媒质越呈现介质特性

➤ 频率越高, 因  $\sigma$  引入的传导损耗却越大, 趋肤深度越小

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} - 1 \right]} \quad \delta = \frac{1}{\alpha} \xrightarrow{\text{良导体}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\lambda}{30\sigma}}$$

## 第2章 地面波传播

地质	频率	300 MHz	30 MHz	3 MHz	300 kHz	30 kHz	3 kHz
	$60\lambda\sigma/\epsilon_r$						
			超短波	短波	中波	长波	甚长波
海水( $\epsilon_r=80, \sigma=4$ )	3		$3 \times 10$	$3 \times 10^2$	$3 \times 10^3$	$3 \times 10^4$	$3 \times 10^5$
湿土( $\epsilon_r=20, \sigma=10^{-2}$ )	$3 \times 10^{-2}$		$3 \times 10^{-1}$	3	$3 \times 10^1$	$3 \times 10^2$	$3 \times 10^3$
干土( $\epsilon_r=4, \sigma=10^{-3}$ )	$1.5 \times 10^{-2}$		$1.5 \times 10^{-1}$	1.5	$1.5 \times 10^1$	$1.5 \times 10^2$	$1.5 \times 10^3$
岩石( $\epsilon_r=6, \sigma=10^{-7}$ )	$10^{-6}$		$10^{-5}$	$10^{-4}$	$10^{-3}$	$10^{-2}$	$10^{-1}$

趋肤深度 (m)	300MHz	30MHz	3MHz	300KHz	30KHz	3KHz
海水	0.017	0.047	0.146	0.460	1.453	4.594
湿土	2.373	2.399	3.423	9.343	29.106	91.903
干土	10.611	10.640	12.561	30.042	92.195	290.673
岩石	129943.69	129949.46	129949.46	129949.48	129951.09	130111.40





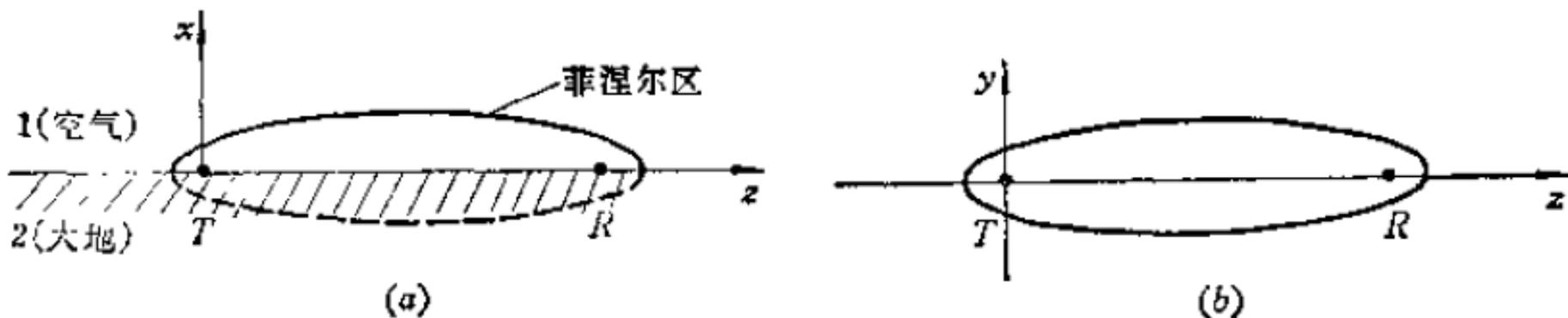
## 第2章 地面波传播



- 海水：中、长波波段为良导体、到微波波段才呈现介质特性
- 湿土和干土：长波以下呈良导体性，在短波以上呈介电性
- 岩石：都呈介电性
- 需综合考虑衰减特性对电波传播进行分析



### 2.2 地面波场强的计算



地面波传播“菲涅尔”区示意图

- 菲涅尔区跨过界面，可同时在地表上和地表以下传播
- 当收发距离较远时，椭球非常狭长，此时可认为场沿 $y$ 轴几乎不变。



### 2.2.1 地波传播的理论分析

出发点  
无源区中  
Maxwell方程

支配方程

$$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0$$
$$\nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0$$

纵向分量方程

$$\nabla^2 E_z + k^2 E_z = 0$$
$$\nabla^2 H_z + k^2 H_z = 0$$

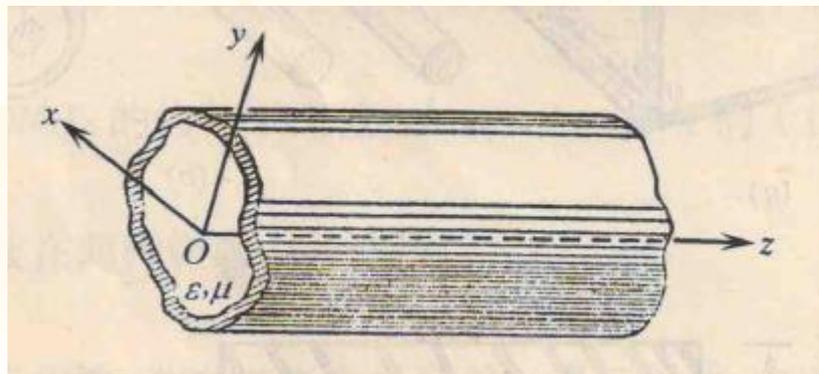
其它分量用  
 $E_z, H_z$ , 表示

$$\left\{ \begin{array}{l} E_x = f_1(E_z, H) \\ E_y = f_2(E_z, H) \\ H_x = f_3(E_z, H) \\ H_y = f_4(E_z, H) \end{array} \right.$$

导行电磁波一般解流图



### □ 导波纵向场理论



$$E(x, y, z) = E(x, y)e^{-\gamma z}$$

$$H(x, y, z) = H(x, y)e^{-\gamma z}$$

$$\nabla^2 E_x + k^2 E_x = 0$$

$$\nabla^2 E_y + k^2 E_y = 0$$

$$\nabla^2 E_z + k^2 E_z = 0$$

根据赫姆霍兹方程

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} = 0$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} + k^2 \mathbf{H} = 0$$

$$\nabla^2 H_x + k^2 H_x = 0$$

$$\nabla^2 H_y + k^2 H_y = 0$$

$$\nabla^2 H_z + k^2 H_z = 0$$



## 第2章 地面波传播

由  $\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H}$ , 得

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} + \gamma E_y = -j\omega\mu H_x$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} + \gamma E_x = j\omega\mu H_y$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z$$

由  $\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon\mathbf{E}$ , 得

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} + \gamma H_y = j\omega\epsilon E_x$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} + \gamma H_x = -j\omega\epsilon E_y$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\epsilon E_z$$

$$H_x = \frac{1}{\gamma^2 + k^2} (j\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial x})$$

$$H_y = \frac{-1}{\gamma^2 + k^2} (j\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} + \gamma \frac{\partial H_z}{\partial y})$$

$$E_x = \frac{-1}{\gamma^2 + k^2} (j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} + \gamma \frac{\partial E_z}{\partial x})$$

$$E_y = \frac{1}{\gamma^2 + k^2} (j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} - \gamma \frac{\partial E_z}{\partial y})$$



□ 电磁场

$$\begin{cases} E_x, E_y, E_z & \frac{\partial}{\partial y} = 0 \\ H_x, H_y, H_z & k' = k^2 + \gamma^2 \end{cases}$$

□ TE

$$\begin{cases} E_x = 0, E_y = \frac{j\omega\mu}{k'^2} \frac{\partial H_z}{\partial x}, E_z = 0 \\ H_x = -\frac{\gamma}{k'^2} \frac{\partial H_z}{\partial x}, H_y = 0, H_z \neq 0 \end{cases}$$

□ TM

$$\begin{cases} E_x = -\frac{\gamma}{k'^2} \frac{\partial E_z}{\partial x}, E_y = 0, E_z \neq 0 \\ H_x = 0, H_y = -\frac{j\omega\varepsilon}{k'^2} \frac{\partial E_z}{\partial x}, H_z = 0 \end{cases}$$

□ TEM, 不能用纵向场理论分析



### □ 地波传播的理论分析

采用分离变量法可以得到

$$\begin{cases} \bar{E}_z = E(x, y)e^{-\gamma z} \\ \bar{H}_z = H(x, y)e^{-\gamma z} \end{cases} \quad \begin{cases} \frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial z^2} = \gamma^2 \bar{E}_z \\ \frac{\partial^2 \bar{H}_z}{\partial z^2} = \gamma^2 \bar{H}_z \end{cases}$$

■ 纵向方程变为：

$$\frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial z^2} + k^2 E_z = 0$$

■ 纵向分量沿y方向不变

$$\frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial y^2} = 0$$

$$\frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial x^2} + (k')^2 E_z = 0 \quad k' = k^2 + \gamma^2$$

■ 标量波动方程解为

$$\bar{E}_z = A e^{\pm jk'x} e^{-\gamma z}$$



### ■ 空气中的场

$$\text{令: } k_1^2 = k^2 + \gamma^2 = \omega^2 \mu_1 \varepsilon_1 + \gamma^2 \approx \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 + \gamma^2$$

$$\frac{\partial^2 \vec{E}_{1z}}{\partial x^2} + k_1^2 E_{1z} = 0 \quad \longrightarrow \quad \begin{cases} \vec{E}_{1z} = A e^{\pm j k_1 x} e^{-\gamma z} \\ \vec{H}_{1z} = B e^{\pm j k_1 x} e^{-\gamma z} \end{cases}$$

### ■ 大地中的场

$$\text{令: } k_2^2 = k^2 + \gamma^2 = \omega^2 \mu_2 \varepsilon_2 + \gamma^2 \approx \omega^2 \mu_0 \varepsilon_e + \gamma^2$$

$$\varepsilon_e = \varepsilon_0 \tilde{\varepsilon}_r = \varepsilon_0 (\varepsilon_r - j 60 \lambda_0 \sigma)$$

$$\frac{\partial^2 \vec{E}_{2z}}{\partial x^2} + k_2^2 E_{2z} = 0 \quad \longrightarrow \quad \begin{cases} \vec{E}_{2z} = C e^{\pm j k_2 x} e^{-\gamma z} \\ \vec{H}_{2z} = F e^{\pm j k_2 x} e^{-\gamma z} \end{cases}$$



## 第2章 地面波传播

$$\begin{cases} \vec{E}_{1z} = Ae^{\pm jk_1x} e^{-\gamma z} \\ \vec{H}_{1z} = Be^{\pm jk_1x} e^{-\gamma z} \end{cases} \quad \begin{cases} \vec{E}_{2z} = Ce^{\pm jk_2x} e^{-\gamma z} \\ \vec{H}_{2z} = Fe^{\pm jk_2x} e^{-\gamma z} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} H_x &= \frac{1}{\gamma^2 + k^2} \left( j\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \\ H_y &= \frac{-1}{\gamma^2 + k^2} \left( j\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} + \gamma \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \\ E_x &= \frac{-1}{\gamma^2 + k^2} \left( j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} + \gamma \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \\ E_y &= \frac{1}{\gamma^2 + k^2} \left( j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} - \gamma \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \end{aligned}$$

A, B, C, F,  $\gamma$  均未知。



## 2.2.2 地面波传播的边界条件

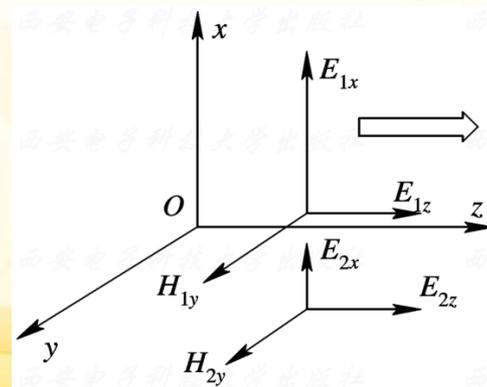
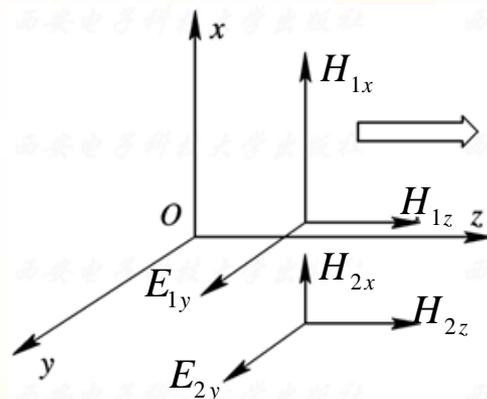
- 1、连续性边界条件：在 $x=0$ 的分界面上要求电场强度和磁场强度的切向分量连续，电位移矢量、磁感应强度的法向分量连续
- 2、有限边界条件：在 $x \Rightarrow \pm\infty$ 场趋向于0

□ TE

$$\left. \begin{aligned} H_{1z} = H_{2z}, H_{1x} = H_{2x} \\ E_{1y} = E_{2y}, D_{1x} = D_{2x} = 0 \end{aligned} \right\}$$

□ TM

$$\left. \begin{aligned} E_{1z} = E_{2z}, E_{1x} = \tilde{\epsilon}_r E_{2x} \\ H_{1y} = H_{2y}, B_{1x} = B_{2x} = 0 \end{aligned} \right\}$$



### □ TE (水平极化) $E_z=0$

■  $X > 0$

$$\vec{E}_{1z} = 0$$

$$\vec{H}_{1z} = B e^{\pm jk_1 x} e^{-\gamma z}$$

$$\vec{E}_{1y} = \mp \frac{\omega \mu_0}{k_1} B e^{\pm jk_1 x} e^{-\gamma z}$$

$$\vec{H}_{1x} = \mp \frac{j\gamma}{k_1} B e^{\pm jk_1 x} e^{-\gamma z}$$

■  $X < 0$

$$\vec{E}_{2z} = 0$$

$$\vec{H}_{2z} = F e^{\pm jk_2 x} e^{-\gamma z}$$

$$\vec{E}_{2y} = \mp \frac{\omega \mu_0}{k_2} F e^{\pm jk_2 x} e^{-\gamma z}$$

$$\vec{H}_{2x} = \mp \frac{j\gamma}{k_2} F e^{\pm jk_2 x} e^{-\gamma z}$$



根据边界连续条件 ( $x=0$ )

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{E}_{1y} = \mp \frac{\omega\mu_0}{k_1} B e^{\pm jk_1 x} e^{-\gamma z} = \vec{E}_{2y} = \mp \frac{\omega\mu_0}{k_2} F e^{\pm jk_2 x} e^{-\gamma z} \\ \vec{H}_{1z} = \vec{H}_{2z} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} B = F \text{ 且 } k_1 = k_2 \\ B = F \end{array} \right.$$

- 二者不能满足，意味着地面波传播中不存在横电波的传播模式；
- 水平极化波将快速衰减。



### □ TM (垂直极化) $H_z=0$

■  $X > 0$

$$\vec{H}_{1z} = 0$$

$$\vec{E}_{1z} = A e^{\pm jk_1 x} e^{-\gamma z}$$

$$\vec{E}_{1x} = \mp \frac{j\gamma}{k_1} A e^{\pm jk_1 x} e^{-\gamma z}$$

$$\vec{H}_{1y} = \pm \frac{\omega \epsilon_0}{k_1} A e^{\pm jk_1 x} e^{-\gamma z}$$

■  $X < 0$

$$\vec{H}_{2z} = 0$$

$$\vec{E}_{2z} = C e^{\pm jk_2 x} e^{-\gamma z}$$

$$\vec{E}_{2x} = \mp \frac{j\gamma}{k_2} C e^{\pm jk_2 x} e^{-\gamma z}$$

$$\vec{H}_{2y} = \pm \frac{\omega \epsilon_e}{k_2} C e^{\pm jk_2 x} e^{-\gamma z}$$



根据边界连续条件 ( $x=0$ )

$$\vec{E}_{1z} = Ae^{\pm jk_1x} e^{-\gamma z} = \vec{E}_{2z} = Ce^{\pm jk_2x} e^{-\gamma z} \xrightarrow{x=0} A = C$$

$$\vec{H}_{1y} = \pm \frac{\omega \varepsilon_0}{k_1} Ae^{\pm jk_1x} e^{-\gamma z} = \vec{H}_{2y} = \pm \frac{\omega \varepsilon_e}{k_2} Ce^{\pm jk_2x} e^{-\gamma z} \xrightarrow{x=0} \frac{\varepsilon_0}{k_1} = \frac{\varepsilon_e}{k_2}$$

$$\begin{cases} k_1^2 = \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 + \gamma^2 \\ k_2^2 = \omega^2 \mu_0 \varepsilon_e + \gamma^2 \end{cases} \quad \longrightarrow \quad \gamma^2 = -\frac{\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_e}{\varepsilon_0 + \varepsilon_e}$$

$$k_1^2 = \frac{\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0^2}{\varepsilon_0 + \varepsilon_e}, \quad k_2^2 = \frac{\omega^2 \mu_0 \varepsilon_e^2}{\varepsilon_0 + \varepsilon_e}$$

其中  $\varepsilon_e = \varepsilon_0 \tilde{\varepsilon}_r = \varepsilon_0 (\varepsilon_r - j60\lambda_0\sigma)$

□ 参数  $\dot{k} = ke^{j\theta}$

$$\left\{ \begin{array}{l} k_1 = \frac{\omega}{c} \frac{1}{\sqrt[4]{(1+\varepsilon_r)^2 + (60\lambda_0\sigma)^2}} e^{j\theta_1} \\ k_2 = \frac{\omega}{c} \frac{\sqrt{\varepsilon_r^2 + (60\lambda_0\sigma)^2}}{\sqrt[4]{(1+\varepsilon_r)^2 + (60\lambda_0\sigma)^2}} e^{j\theta_2} \\ \gamma = \frac{\omega}{c} \frac{\sqrt[4]{\varepsilon_r^2 + (60\lambda_0\sigma)^2}}{\sqrt[4]{(1+\varepsilon_r)^2 + (60\lambda_0\sigma)^2}} e^{j\theta_r} \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} \theta_1 = \frac{1}{2} \arctan \frac{60\lambda_0\sigma}{1+\varepsilon_r} \\ \theta_2 = \frac{1}{2} \arctan \frac{60\lambda_0\sigma}{1+\varepsilon_r} - \arctan \frac{60\lambda_0\sigma}{\varepsilon_r} \\ \theta_r = \frac{\pi}{2} + \frac{1}{2} \arctan \frac{60\lambda_0\sigma}{1+\varepsilon_r} - \frac{1}{2} \arctan \frac{60\lambda_0\sigma}{\varepsilon_r} \end{array} \right.$$

$$60\lambda_0\sigma \gg \varepsilon_r, \left\{ \begin{array}{l} \theta_1 \Rightarrow 45^\circ, \text{real}(k_1) \approx \text{imag}(k_1) \\ \theta_2 \Rightarrow -45^\circ, \text{real}(k_2) \approx \text{imag}(k_2) \\ \theta_r \Rightarrow 90^\circ, \text{real}(\gamma) \Rightarrow 0 \end{array} \right.$$



### □ 场强沿x方向分布特点

$$\theta_1 = \frac{1}{2} \arctan \frac{60\lambda_0\sigma}{1 + \varepsilon_r}, \quad \theta_2 = \frac{1}{2} \arctan \frac{60\lambda_0\sigma}{1 + \varepsilon_r} - \arctan \frac{60\lambda_0\sigma}{\varepsilon_r}$$

➤K1有正的虚部，所以E1的表达式中取 $\exp(jk_1x)$ ，以满足在 $x \rightarrow \infty$ 时场有限；并且由于K1与导电率相关，所以空气中场的分布受大地参数的影响。

➤K2有负的虚部，所以E2的表达式中取 $\exp(jk_2x)$ ，以满足在 $x \rightarrow -\infty$ 时场有限；大地的导电率较大时，场仅能穿透大地的很浅一部分，电导率越大，透入深度越小。表明，电磁波能量能够紧密地束缚在地球表面上，并沿着该表面进行传播，即地空界面具有引导电磁波传播的能力。



### □ 场强沿z方向分布特点

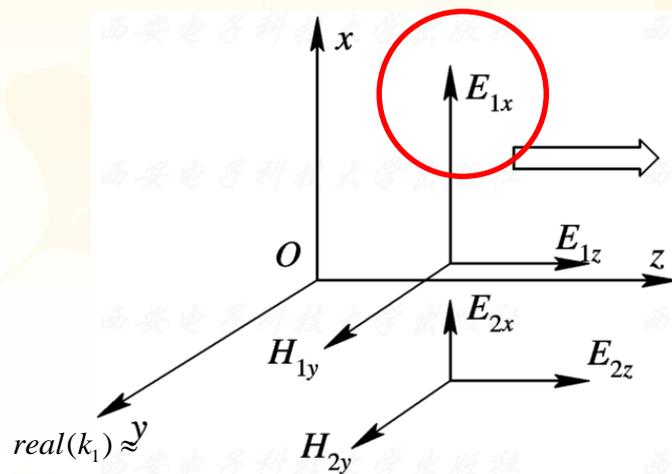
$$\theta_\gamma = \frac{\pi}{2} + \frac{1}{2} \arctan \frac{60\lambda_0\sigma}{1+\epsilon_r} - \frac{1}{2} \arctan \frac{60\lambda_0\sigma}{\epsilon_r}$$

- Z方向传播因子中有一正的实部，由于 $\exp(-\gamma z)$ ，电磁波沿地表传播且具有衰减；
- 当无线电波波长很长或者大地电导率很大时， $\gamma \approx -j\frac{\omega}{c}$ ，电波传播损耗很小。



## 2.2.3 $X \approx 0$ 处的场量计算(TM)

$$\left. \begin{aligned} E_{1z} &= E_{2z} \\ H_{1y} &= H_{2y} \\ E_{1x} &= \tilde{\epsilon}_r E_{2x} \\ B_{1x} &= B_{2x} = 0 \end{aligned} \right\}$$



$$\left\{ \begin{aligned} H_{1y} &= H_{2y} \approx \frac{E_{1x}}{120\pi} \\ E_{2x} &= \frac{E_{1x}}{\tilde{\epsilon}_r} = \frac{E_{1x}}{\epsilon_r - j60\lambda_0\sigma} = \frac{E_{1x}}{\sqrt{\epsilon_r^2 + (60\lambda\sigma)^2}} e^{j\phi} \\ E_{1z} &= E_{2z} = ? \end{aligned} \right.$$

$$\phi = \arctan \frac{60\lambda\sigma}{\epsilon_r}$$



## 第2章 地面波传播

M.A.列翁托维奇近似边界条件:

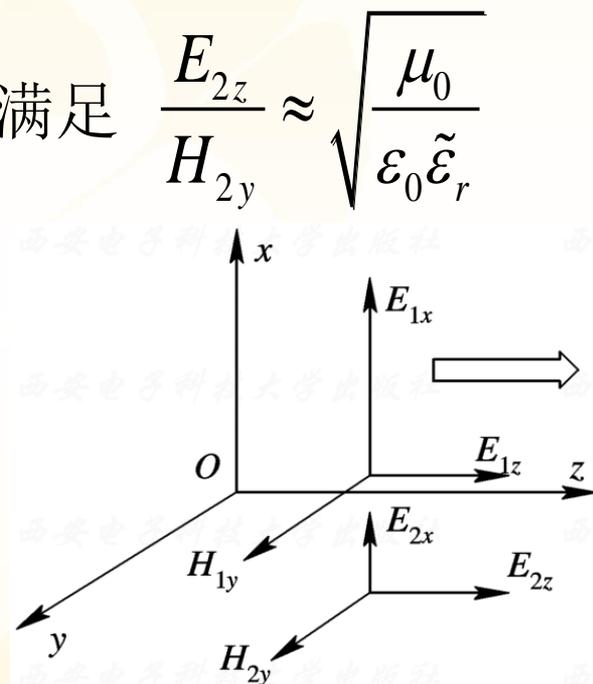
$$|\tilde{\epsilon}_r| = |\epsilon_r - j60\lambda\sigma| \gg 1$$

时, 在界面大地一侧的电、磁场水平分量满足  $\frac{E_{2z}}{H_{2y}} \approx \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \tilde{\epsilon}_r}}$

利用边界条件  $E_{1z} = E_{2z}$ , 有  $\frac{E_{1z}}{H_{1y}} \approx \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \tilde{\epsilon}_r}}$

在空气中有下列关系  $\frac{E_{1x}}{H_{1y}} \approx \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$

上两式相除, 可得  $E_{1z} = E_{2z} = \frac{E_{1x}}{\sqrt{\tilde{\epsilon}_r}} = \frac{E_{1x}}{\sqrt{\epsilon_r - j60\lambda_0\sigma}}$



$$\left\{ \begin{array}{l} H_{1y} = H_{2y} \approx \frac{E_{1x}}{120\pi} \\ E_{2x} = \frac{E_{1x}}{\tilde{\epsilon}_r} = \frac{E_{1x}}{\epsilon_r - j60\lambda_0\sigma} = \frac{E_{1x}}{\sqrt{\epsilon_r^2 + (60\lambda_0\sigma)^2}} e^{j\phi} \\ E_{1z} = E_{2z} = \frac{E_{1x}}{\sqrt{\tilde{\epsilon}_r}} = \frac{E_{1x}}{\sqrt{\epsilon_r - j60\lambda_0\sigma}} = \frac{E_{1x}}{\sqrt[4]{\epsilon_r^2 + (60\lambda_0\sigma)^2}} e^{j\frac{\phi}{2}} \end{array} \right. \quad \phi = \arctan \frac{60\lambda_0\sigma}{\epsilon_r}$$

### □ 讨论

- 在空气中的电场的垂直分量 $E_{1z}$ 明显地大于其水平分量 $E_{1x}$ ，而在土壤中，电场的水平分量 $E_{2x}$ 以同样的倍数大于其垂直分量 $E_{2z}$
- 因此，在空气中较适宜使用直立天线进行无线电的接收，而在地下宜选用水平天线接收无线电波
- $E$ 的 $z$ 分量和 $x$ 分量相差 $\phi/2$ ，由于幅度的差别，形成了合成场量随相位呈椭圆变化。 $\sigma$ 越小或频率越高，相差越小，在干土中，几乎成沿长轴的线极化波。

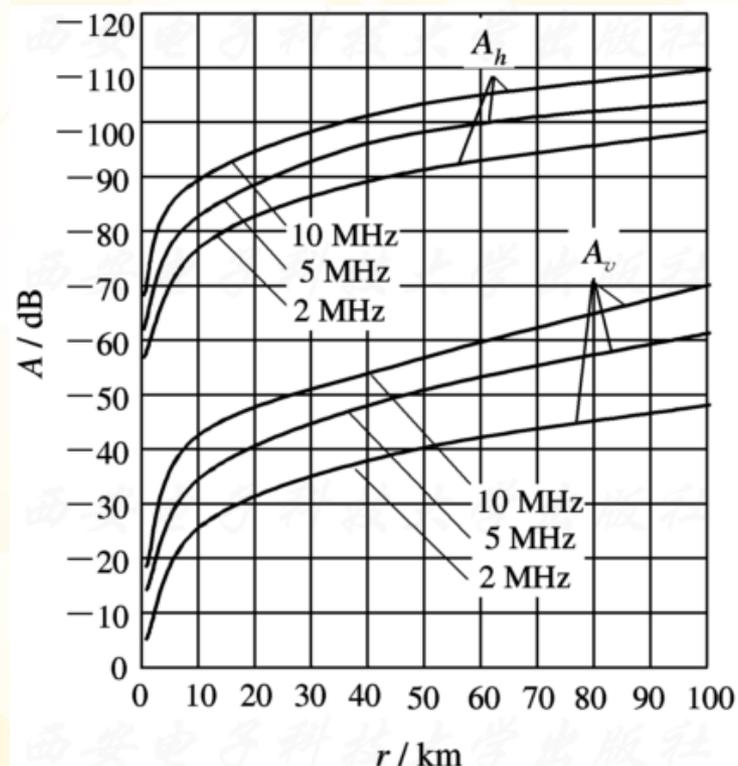


### 2.3 地面波传播特性

(1) 宜采用垂直极化波，发射天线多采用直立天线形式

水平极化波的衰减因子 $A_h$ 远大于垂直极化波的衰减因子 $A_v$

原因：当电场为水平极化时电场平行于地面，传播中在地面上引起较大的感应电流，致使电波产生很大的衰减

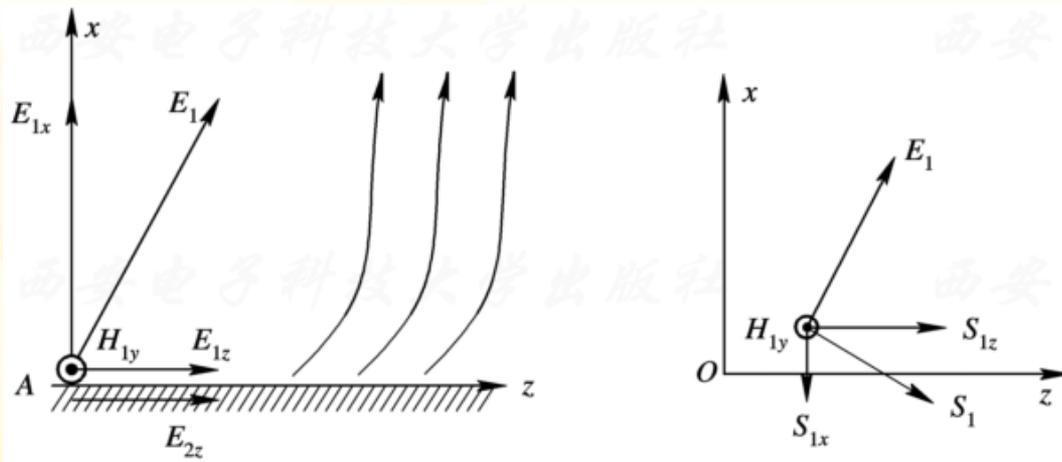


中度土壤( $\epsilon_r=15, \sigma=10^{-3}\text{S}\cdot\text{m}^{-1}$ )  
水平极化和垂直极化波的地面波衰减



(2) 波前倾斜现象：空气中采用垂直极化天线激励时，由于地面损耗，在地面上会同时出现垂直分量和水平分量，使得电场向传播方向倾斜的一种现象

- 原因： $z$ 方向传播的电磁波，产生 $z$ 方向的感应电流，形成 $z$ 方向的电压降，即产生新的水平分量 $E_{2z}$ ，边界切向连续，即存在 $E_{1z}$ ，从而合成场向传播方向倾斜
- 能量衰减：表明有一部分能量进入大地内，只有沿地面传播的 $S_{1z}$ 分量是有用的，电波沿地面传播时产生衰减



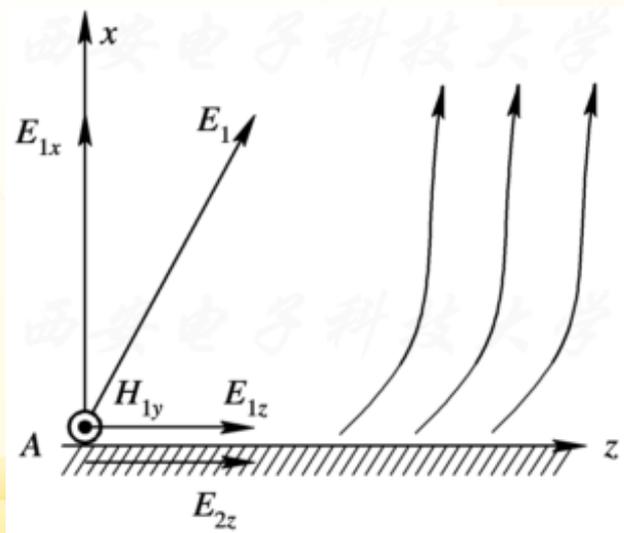
## 第2章 地面波传播

计算：

$$E_{1z} = \frac{E_{1x}}{\sqrt{\varepsilon_r - j60\lambda_0\sigma}} = \frac{E_{1x}}{\sqrt[4]{\varepsilon_r^2 + (60\lambda_0\sigma)^2}} e^{j\frac{\phi}{2}}$$

$$\tan(\psi) = \frac{|E_{1x}|}{|E_{1z}|} = \left| \sqrt{\varepsilon_r - j60\lambda_0\sigma} \right| = \sqrt[4]{\varepsilon_r^2 + (60\lambda_0\sigma)^2}$$

波前倾斜角： $\psi = \arctan(\sqrt[4]{\varepsilon_r^2 + (60\lambda_0\sigma)^2})$



(3) 可以采用相应形式的天线，有效地接收各场强分量

- 空气中，电场的垂直分量远大于水平分量；地下其水平分量远大于垂直分量

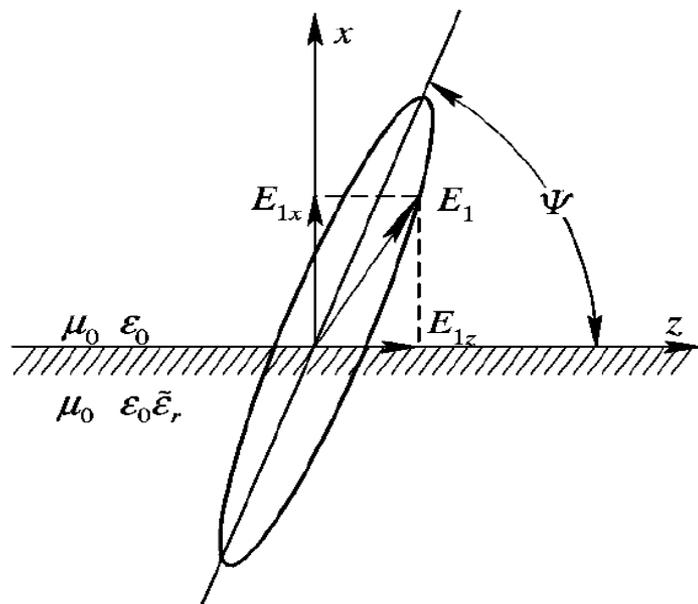
$$E_{1z} = E_{2z} = \frac{E_{1x}}{\sqrt{\epsilon_r - j60\lambda_0\sigma}} \quad E_{2x} = \frac{E_{2z}}{\sqrt{\epsilon_r - j60\lambda_0\sigma}}$$

- 地面上接收时，最好采用直立接收天线，选用湿地附近接收
- 如条件限制，也可采用低架，水平铺地或埋地天线接收，此时选用 $\epsilon$ 和 $\sigma$ 较小的干地为宜。



## 第2章 地面波传播

(4) 合成电场为狭长椭圆极化波，紧贴地面大气一侧的电场横向分量 $E_{1x}$ 远大于纵向分量 $E_{1z}$ ，而大地一侧纵向分量 $E_{2z}$ 远大于横向分量 $E_{2x}$ 。在短波、超短波段虽较两分量幅度相差很大，但相位差趋于零，所以近似为线极化波。频率越高或 $\sigma$ 越小，相差越小。



$$\text{波前倾斜角: } \psi = \arctan(\sqrt[4]{\epsilon_r^2 + (60\lambda_0\sigma)^2})$$



## 第2章 地面波传播

(5) 地面波在传播过程中有衰减，地层电导率越大，频率越低，地面对电波的吸收越小(纵向传播常数的实部越小)。因此地面波传播方式特别适用于长波、超长波波段，沿海面传播比陆面要远

$$S_{1x} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(E_{1z} H_{1y}^*)$$

(6) 传播较稳定，大地的电特性、地貌地物等不随时改变，不受气候条件影响，应用中主要问题是排除电离层反射波的影响。

(7) 有绕射损耗，障碍物越高，波长越短，绕射损耗越大。



### 2.4 均匀光滑地面的地波传播

- 低频范围内，地表的电特性接近于导体
- 采用垂直极化波传播
- 近似认为地面为光滑和均匀的
- 应当考虑地球曲率的影响



## 第2章 地面波传播

经验公式:

$$E = \frac{173\sqrt{P_r(kW)D}}{r(km)} A \text{ (mV/m)}$$

$D$ 为考虑了地面影响后的发射天线的方向系数

对于短直立天线(长度小于 $\lambda/4$ ):  $D \approx 3$

$A$ 为地面波衰减因子, 须考虑地面吸收和绕射的影响。

范得波尔 (Van. Dor. Pol) 公式: 仅模拟地面吸收的影响

$$A = \frac{2 + 0.3\rho}{2 + \rho + 0.6\rho^2}$$
$$\rho = \frac{\pi r}{\lambda_0} \frac{\sqrt{(\varepsilon_r - 1)^2 + (60\lambda_0\sigma)^2}}{\varepsilon_r^2 + (60\lambda_0\sigma)^2} \quad (\text{SI})$$

当 $60\lambda_0\sigma \gg \varepsilon_r$ 时,  $\rho \approx \frac{\pi r}{60\lambda_0^2\sigma} (\text{SI})$  或  $\frac{100\pi r}{6\lambda_0^2\sigma} (\lambda_0 - \text{m}, r - \text{km})$

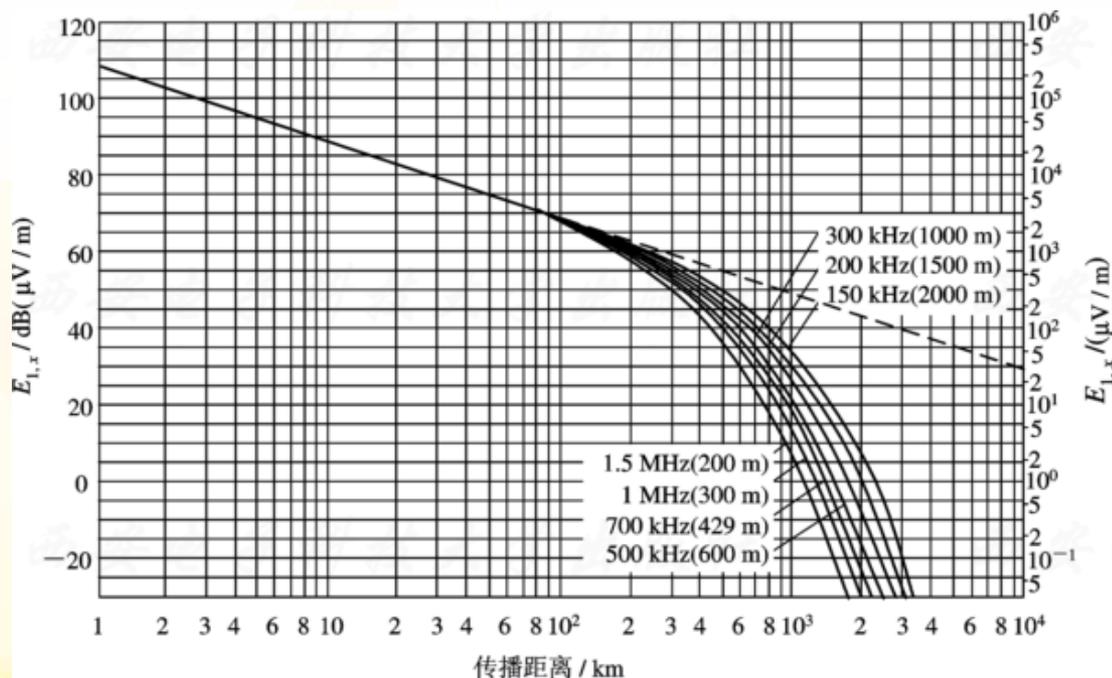
## 第2章 地面波传播

布雷默 (Bremmer) 计算曲线:

- 假设地面是光滑的, 地质是均匀的
- 发射天线使用短于  $\lambda/4$  的直立天线 (其方向系数  $D \approx 3$ ), 辐射功率  $P_r = 1\text{kW}$ ;
- 计算的是  $E_{1x}$  的有效值

代入  $P_r = 1\text{kW}$ ,  $D = 3$ , 得

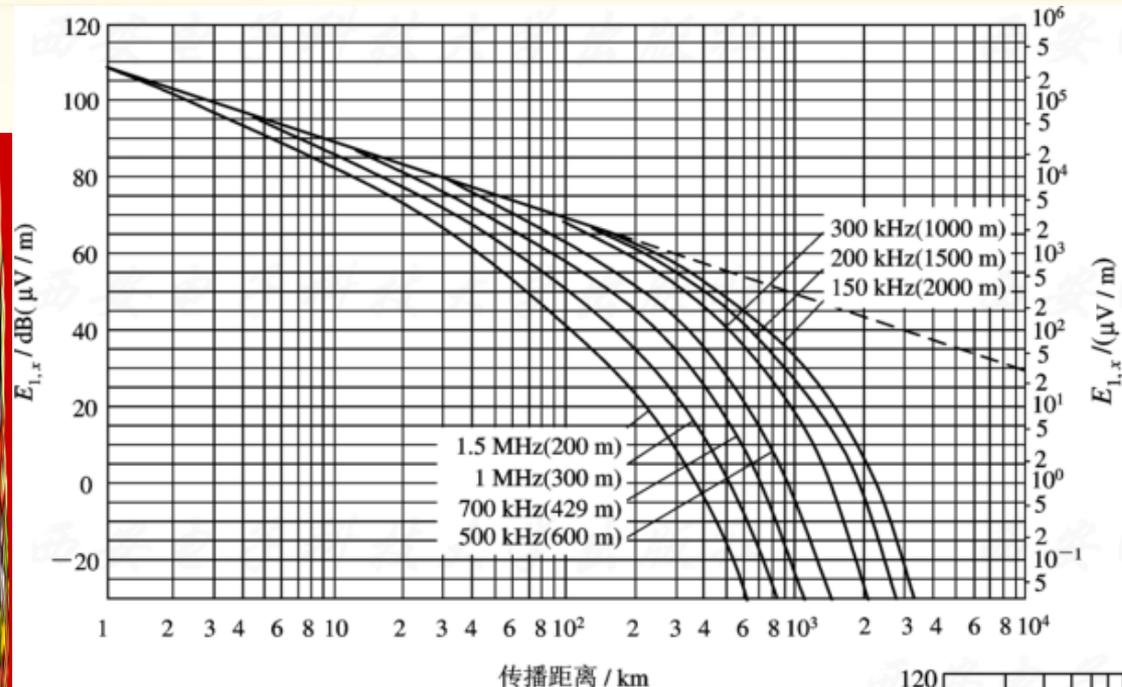
$$\begin{aligned} E_{1x} &= \frac{173\sqrt{1 \times 3}}{r(\text{km})} \text{A}(\text{mV/m}) \\ &= \frac{3 \times 10^5}{r(\text{km})} \text{A} \mu\text{V/m} \end{aligned}$$



地面波传播曲线1(海水:  $\sigma = 4 \text{ S/m}$ ,  $\epsilon_r = 80$ )

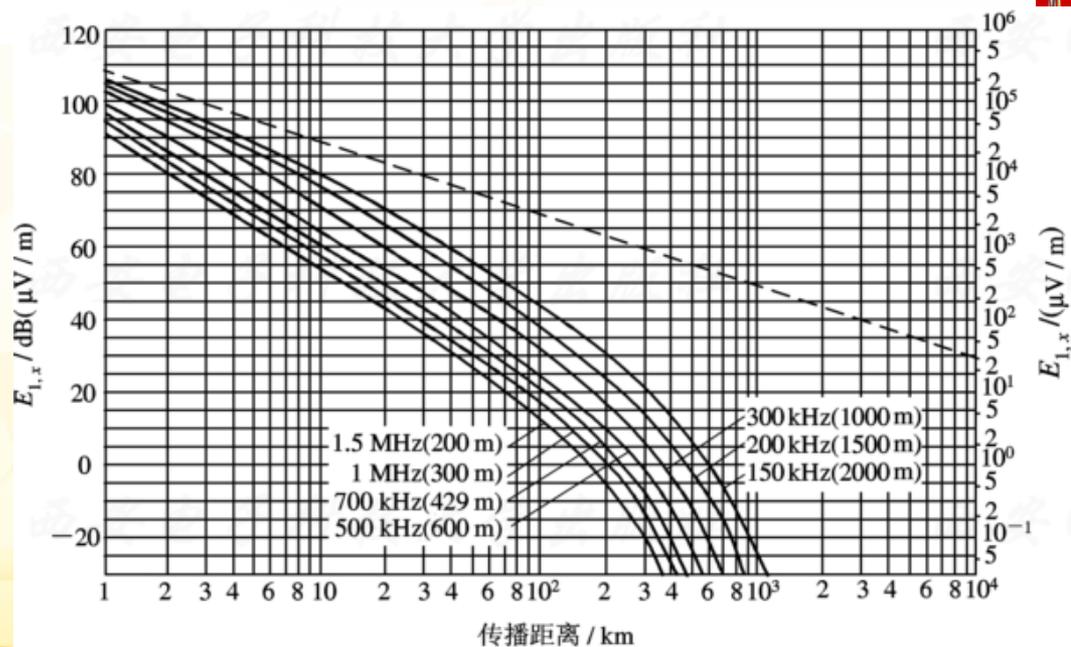


## 第2章 地面波传播



地面波传播曲线2(陆地:  $\sigma=10^{-2}\text{S/m}, \epsilon_r=4$ )

地面波传播曲线3(陆地:  $\sigma=10^{-4}\text{S/m}, \epsilon_r=4$ )



## 第2章 地面波传播

图1～图3中衰减因子A值已计入大地的吸收损耗及球面地的绕射损耗。从图中可以看出，对于中波和长波，传播距离超过100 km后，场强值急剧衰减，这主要是绕射损耗增大所致。

经验公式：
$$E = \frac{173\sqrt{P_r(\text{kW})D}}{r(\text{km})} A \text{ (mV/m)}$$

当 $P_r \neq 1 \text{ kW}$ ， $D \neq 3$ 时，则换算关系为

$$E_{1x} = E_{1x\text{查表}} \sqrt{\frac{P_r(\text{kW})D}{3}}$$



## 第2章 地面波传播

例：某发射台的工作频率为1MHz，使用短直立天线。电波沿着海面（电导率4S/m，相对介电常数80）传播时，在海面上100km处产生的垂直分量场为8mV/m。试求：

- (1) 该发射台的辐射功率
- (2) 在 $r=100\text{km}$ 处海面下10m深处，电场的水平分量的大小。

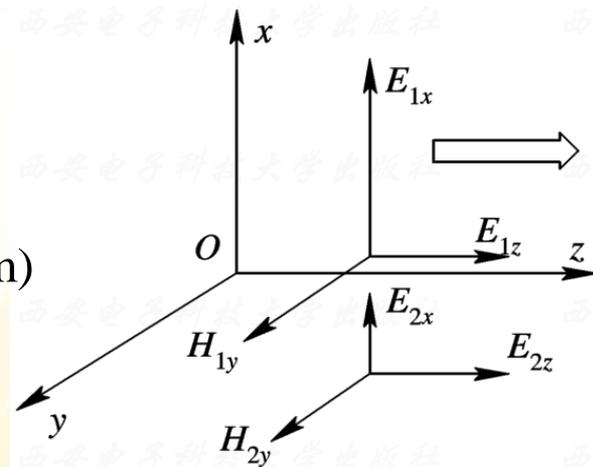
解：(1) 已知 $r=100\text{km}$ 处， $E_{1x} = 8\text{mV} / \text{m}$

$$E_{1x\text{查表}} \approx 68\text{dB}(\mu\text{V} / \text{m}) \approx 2.5(\text{mV} / \text{m})$$

$$E_{1x} = E_{1x\text{查表}} \sqrt{\frac{P_r(\text{kW})D}{3}} \quad E_{1x} = \frac{173\sqrt{P_r(\text{kW})D}}{r(\text{km})} \text{ A (mV/m)}$$

$$P_r = \left( E_{1x} / E_{1x\text{查表}} \right)^2 = 10.24(\text{kW})$$

$$(2) |E_{2z}|_{x=0} = \frac{|E_{1x}|}{\sqrt{\epsilon_r - j60\lambda_0\sigma}} = \frac{|E_{1x}|}{\sqrt[4]{\epsilon_r^2 + (60\lambda_0\sigma)^2}} \approx \frac{8\text{mV} / \text{m}}{\sqrt{7.2E4}} = 29.8\mu\text{V} / \text{m}$$



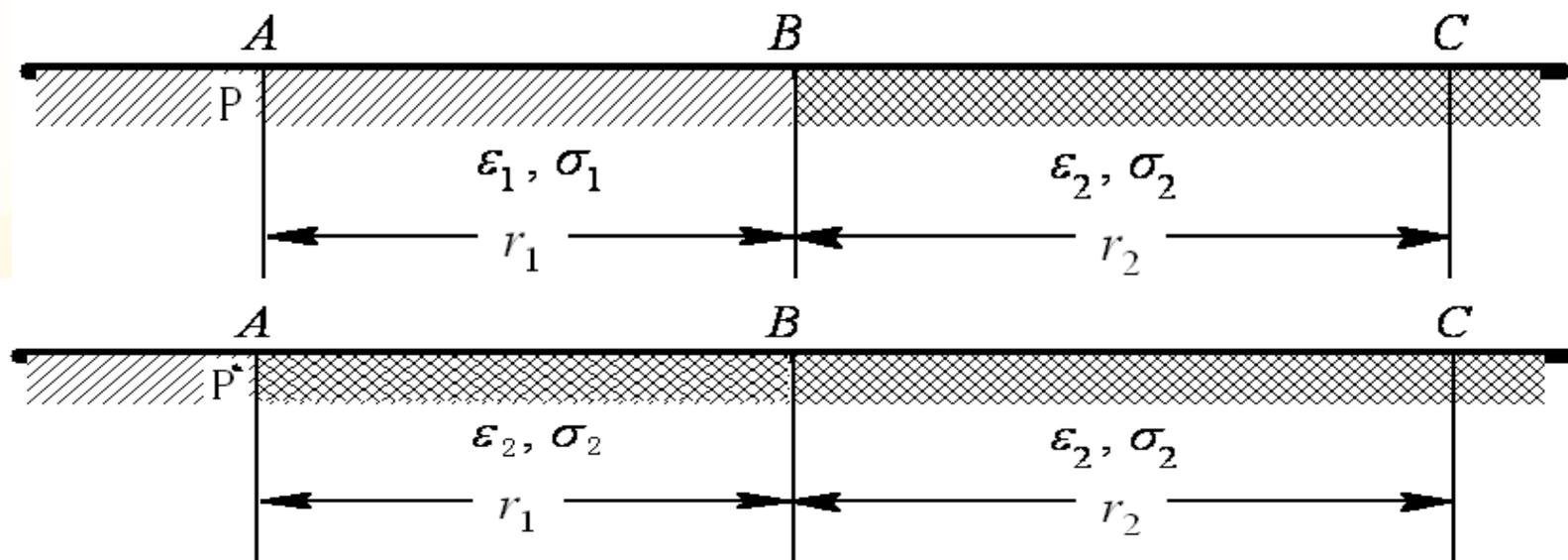
### 2.5 分段均匀路径的地波传播

- 地面波在几种不同性质的地面上传播的问题。
  - 例如船与岸上基站的通信，电波传播途径就经历陆地-海洋的突变。因此，有必要考虑这种情况下电波传播的特点及场强计算的方法。下面介绍其近似计算方法。
- 分析思路：
  - 尽量利用前面均匀光滑地面的传播公式
- 近似计算方法：
  - 用等效的均匀模型替换



### 均匀模型替换:

- 前提: 假设电波在第二段路径遭受到的吸收与第一段的吸收无关, 可以分段计算。
- 方案: 将第一段中的媒质1换成媒质2, 修正发射功率 $P$ , 使得在B点能得到同样的场, 则经过第二段媒质传播后, 在C点也能得到正确的场。



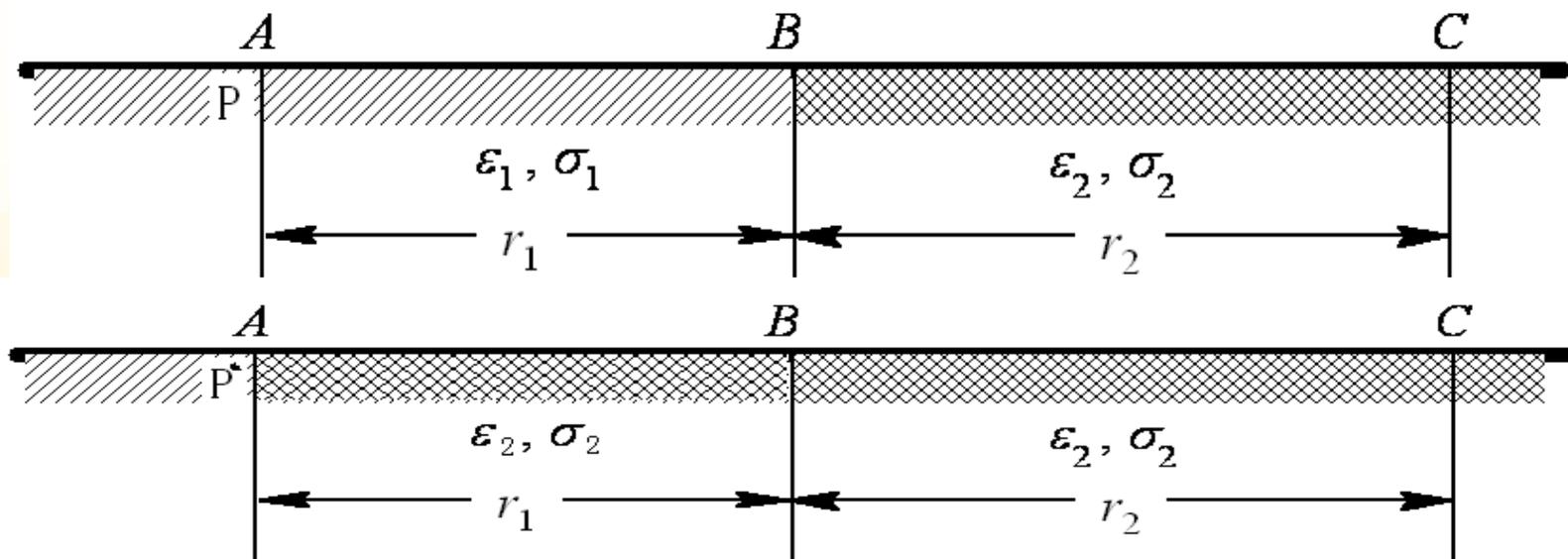
## B点场强计算:

原模型: 
$$E_B = \frac{173\sqrt{P_r(kW)D}}{r_1(km)} A_1(r_1)$$

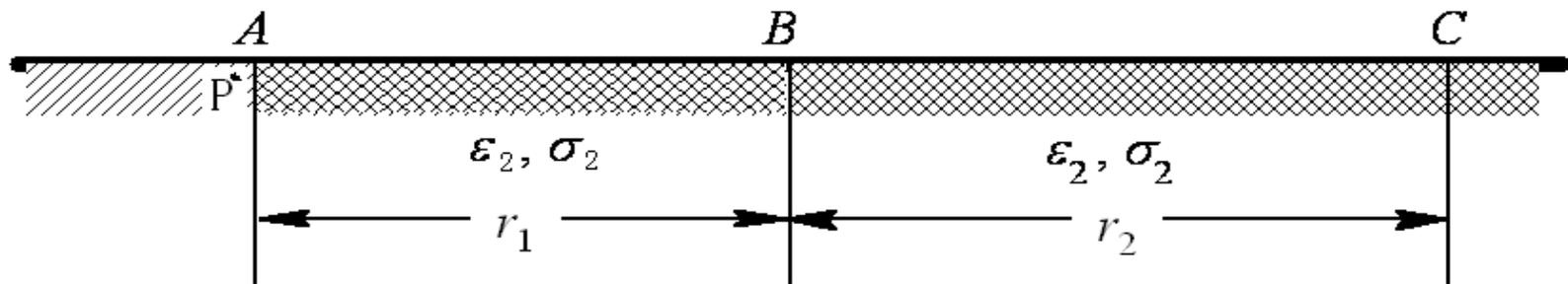
等效模型: 
$$E_B = \frac{173\sqrt{P'_r(kW)D}}{r_1(km)} A_2(r_1)$$

$$\frac{173\sqrt{P_r D}}{r_1} A_1(r_1) = \frac{173\sqrt{P'_r D}}{r_1} A_2(r_1)$$

$$\Rightarrow P'_r = P_r \left[ \frac{A_1(r_1)}{A_2(r_1)} \right]^2$$



## 第2章 地面波传播



$$P'_r = P_r \left[ \frac{A_1(r_1)}{A_2(r_1)} \right]^2$$

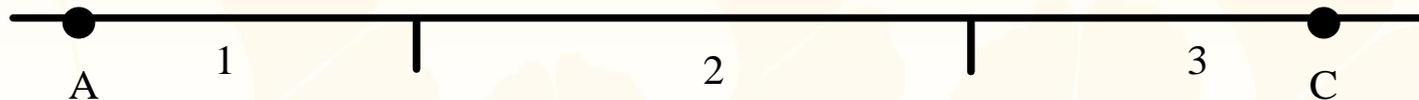
$$E_c = \frac{173 \sqrt{P'_r \text{ (kW)} D}}{(r_1 + r_2) \text{ (kW)}} A_2(r_1 + r_2)$$

$$= \frac{173 \sqrt{P_r \text{ (kW)} D}}{(r_1 + r_2) \text{ (kW)}} A_2(r_1 + r_2) \frac{A_1(r_1)}{A_2(r_1)} \quad \text{mV / m}$$

$$= E_2(r_1 + r_2) \frac{E_1(r_1)}{E_2(r_1)} = E_1(r_1) \frac{E_2(r_1 + r_2)}{E_2(r_1)}$$



### ■ 三段均匀路径



$$E_{AC} = E_1(r_1) \frac{E_2(r_1 + r_2)}{E_2(r_1)} \frac{E_3(r_1 + r_2 + r_3)}{E_3(r_1 + r_2)}$$

### ■ N段均匀路径

$$E_{AC} = E_1(r_1) \frac{E_2(r_1 + r_2)}{E_2(r_1)} \frac{E_3(r_1 + r_2 + r_3)}{E_3(r_1 + r_2)} \dots \frac{E_n(r_1 + r_2 + \dots + r_n)}{E_n(r_1 + r_2 + \dots + r_{n-1})}$$



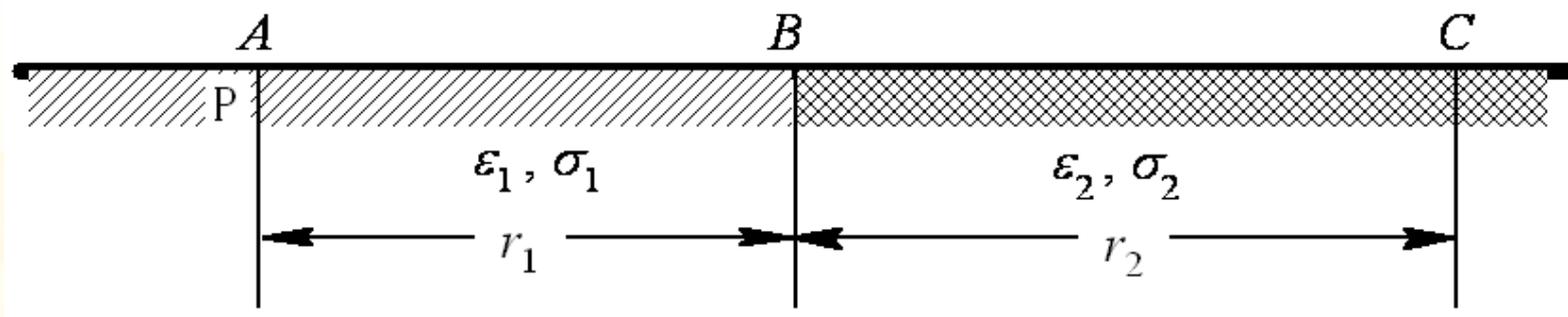
## 第2章 地面波传播

$$E_{AC} = E_1(r_1) \frac{E_2(r_1 + r_2)}{E_2(r_1)} \quad E_{CA} = E_2(r_2) \frac{E_1(r_1 + r_2)}{E_1(r_2)}$$

$$E_{AC} \neq E_{CA}$$

因为没有考虑AB与BC之间的互耦

所以用以上方法计算出来的结果不满足互易原理



密林顿(Millington)经验公式：取两者的几何平均作为近似解

$$E = \sqrt{E_{AC} E_{CA}} = \sqrt{E_+ E_-}$$

上述方法可以推广到多种不同电参数组成的混合路径的传播。

$$E_+ = E_1(r_1) \frac{E_2(r_1 + r_2)}{E_2(r_1)} \frac{E_3(r_1 + r_2 + r_3)}{E_3(r_1 + r_2)} \dots$$

$$E_- = E_n(r_n) \frac{E_{n-1}(r_n + r_{n-1})}{E_{n-1}(r_n)} \frac{E_{n-2}(r_n + r_{n-1} + r_{n-2})}{E_{n-2}(r_n + r_{n-1})} \dots$$

用上述方法计算场强虽然采用了一些近似，但结果符合工程要求，且方法简便，所以应用很广。



### 工程应用意义:

#### ■ 指导无线电系统的设计

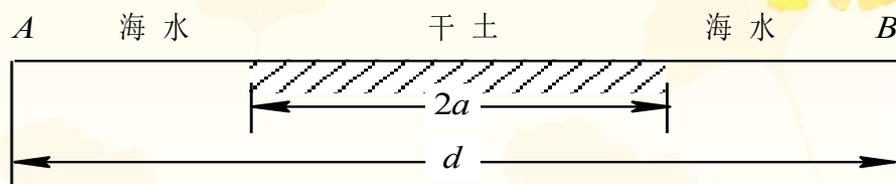
- 已知发射系统和传播距离可求出场、传播媒质的衰减因子
- 发射功率、天线增益、接收灵敏度等指标提出合理的要求

■ 对电波在不同性质地面上的传播进行计算，所得结果对于合理选择收发两点的地质情况具有重要意义。

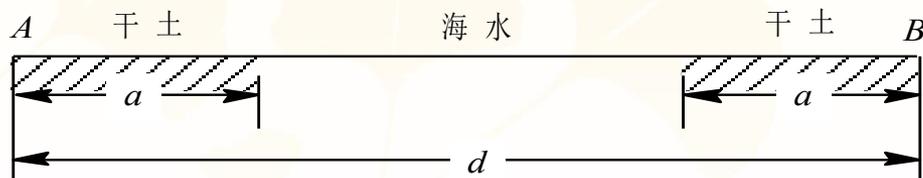


## 第2章 地面波传播

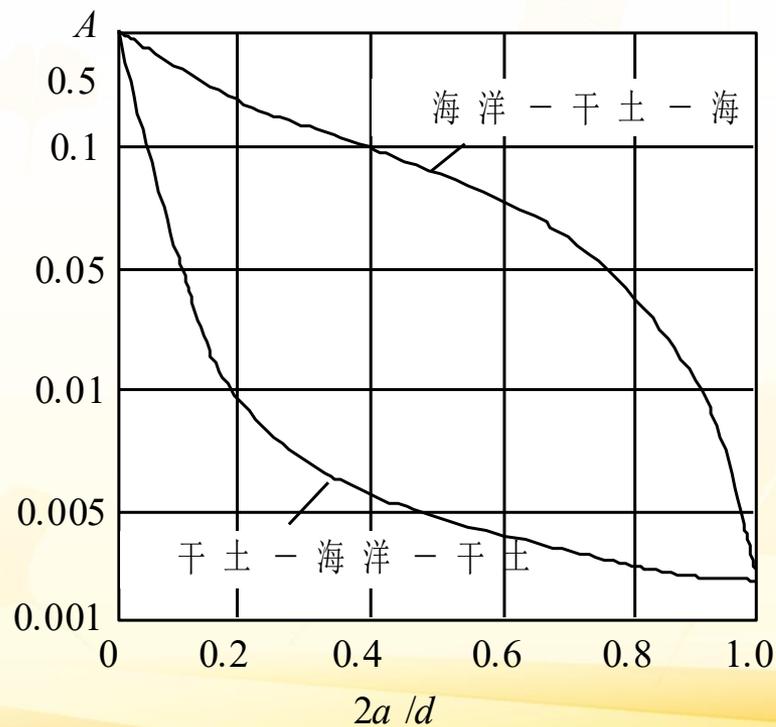
例如：在右图所示的条件下，地面波从A点出发，经混合路径到达B点，可算出衰减因子



(a)



(b)

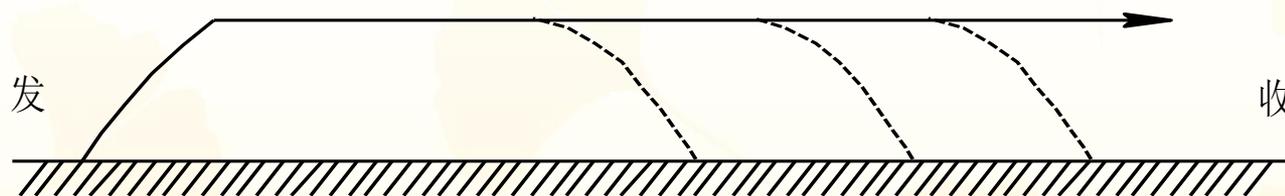


“海洋-干土-海洋”的路径损耗小于“干土-海洋-干土”的路径损耗，干土所占的比例越大，损耗越大。

- 地面各段起的作用不相同
- 邻近发射天线和接收天线的地区，对地面波的吸收起决定性的作用，
- 而路径中段的地质情况对整个路径衰减的影响不如两端大。

### “起飞-着陆”效应

- 只在起飞和降落时，地面对飞机才起作用



### “海岸折射”效应

- 在分段均匀混合路径的交界区，由于路径特性的不均匀性引起的地波反射，在来波方向一段距离内出现驻波状的幅度和相位扰动



### 2.5 地波传播的其他形式

- 均匀光滑地面的地波传播
- 分段均匀光滑地面的地波传播
- 任意非均匀光滑地面的地波传播
  - 通常采用积分方程法数值求解
  - 参考文献：预测复杂环境下电波传播特性的算法研究  
(国防科大博士论文)
- 非光滑地面的地波传播
  - 非均匀地面可采用前述计算方法
  - 障碍物影响：只要在传播主区就会对电波传播产生影响，电波绕射产生绕射衰减
- 地下与水下传播



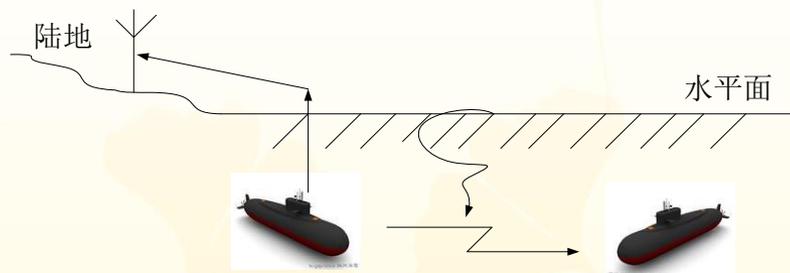
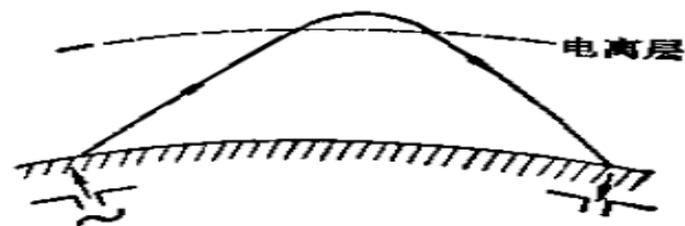
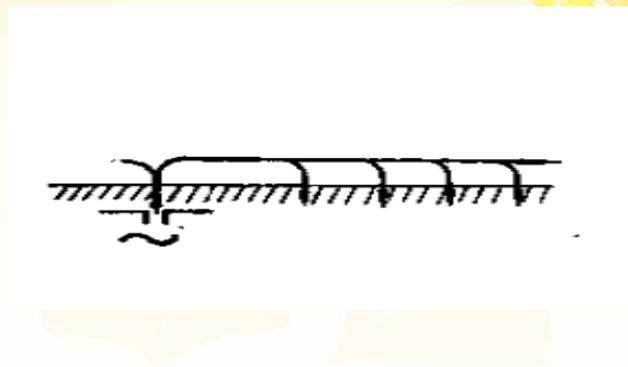
### 地下波的传播方式:

#### ■ 浅地层的超越传播方式

- 将收发天线分别水平埋设在浅层地壳中，深度为几米或十几米

#### ■ “地下波导”传播方式

- 将收发天线分别埋设在深层地壳中，电波完全在地层内传播，故对于信号的保密性以及克服自然干扰有其优越性，通信稳定可靠



### 2.6 地波传播的典型应用

#### ■ 低频地波导航系统

– 美国罗兰C，脉冲—相位双曲线导航系统

- 组成：

- 1主、2副台台链

- 测量：

- 测量主、副台发射的两个脉冲信号的时间差

- 两个脉冲信号中载频的相位差



## 第2章 地面波传播

原理:

- 时间差



- 路程差



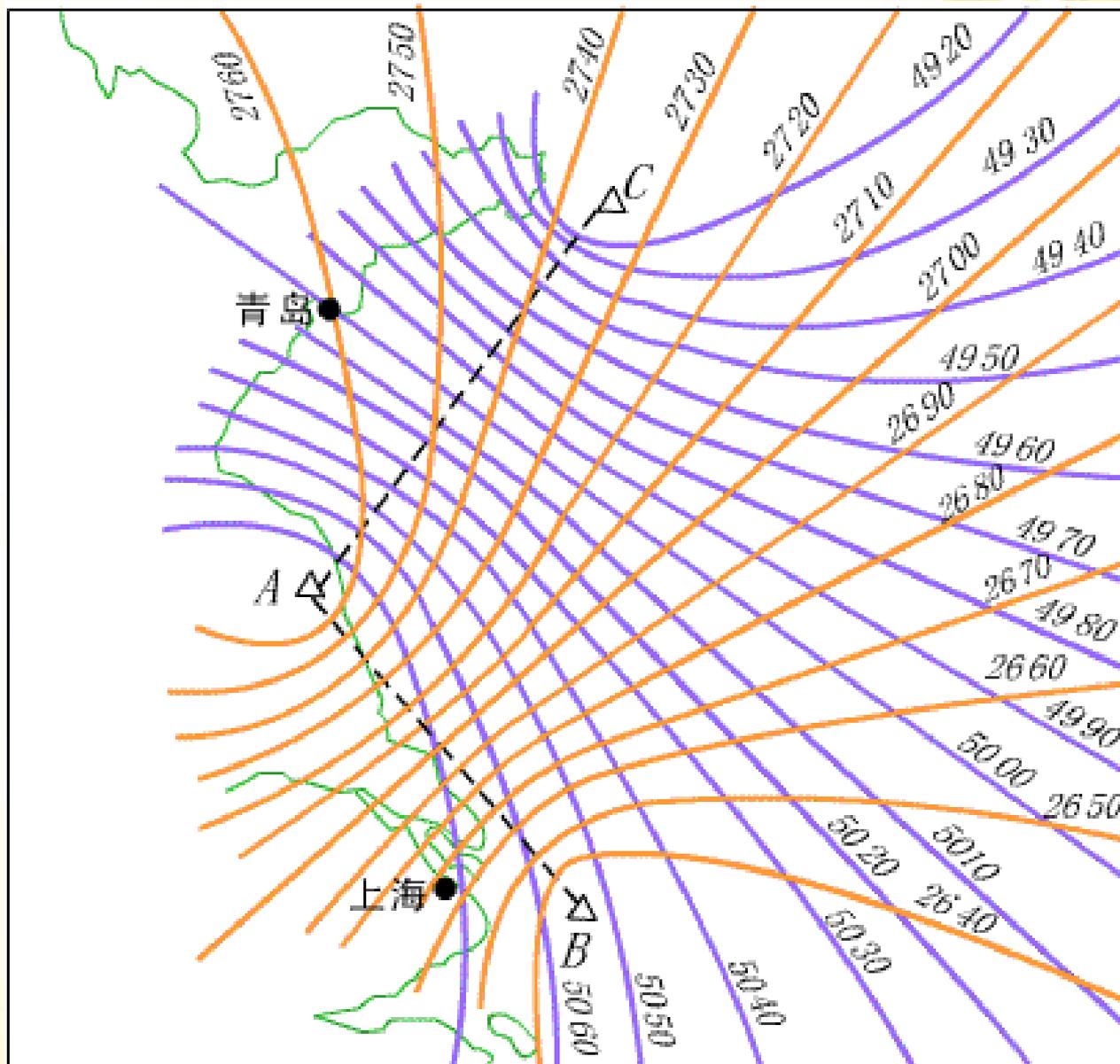
- 双曲线



- 两条双曲线定位



- 相位曲线精测修正



–  $f=100\text{kHz}$

- 频率高了衰减大，作用距离近
- 频率低了发射困难、天波影响距离近、难于天地波分离。

– 信号体制：脉冲粗测，相位精测

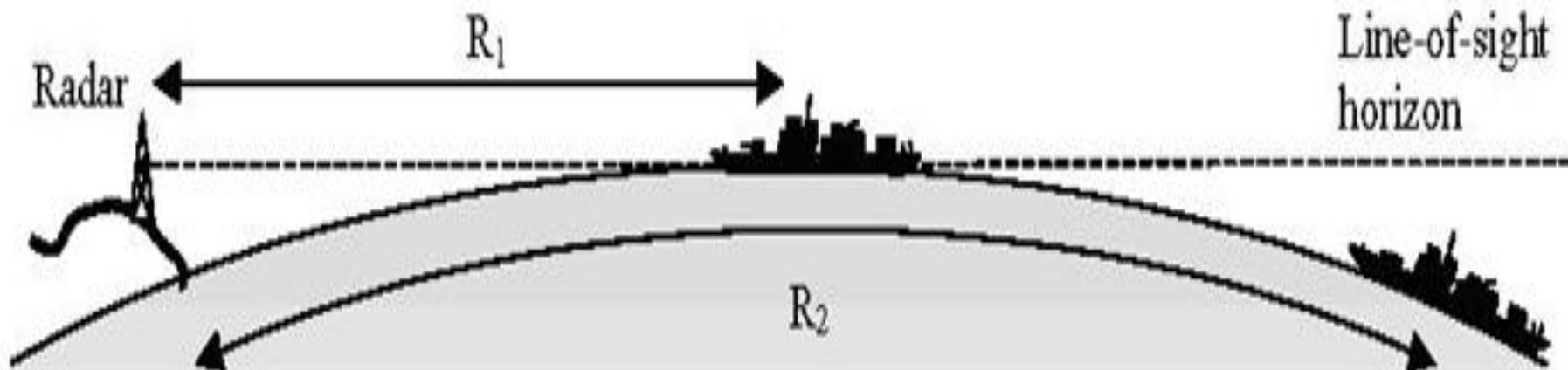
– 作用

- 舰船、低空飞行目标的导航
- 可实现2000Km导航（能提取稳定的地波信号）



### ■ 高频（HF）地波超视距雷达

- 一种新兴的海洋监测技术
- 作用距离可达300km
- 具有精度高、超视距、大范围、全天候以及低成本等优点（相对于天波超视距雷达、微波视距雷达）
- 频率：3~30MHz
- 采用垂直极化天线辐射电波



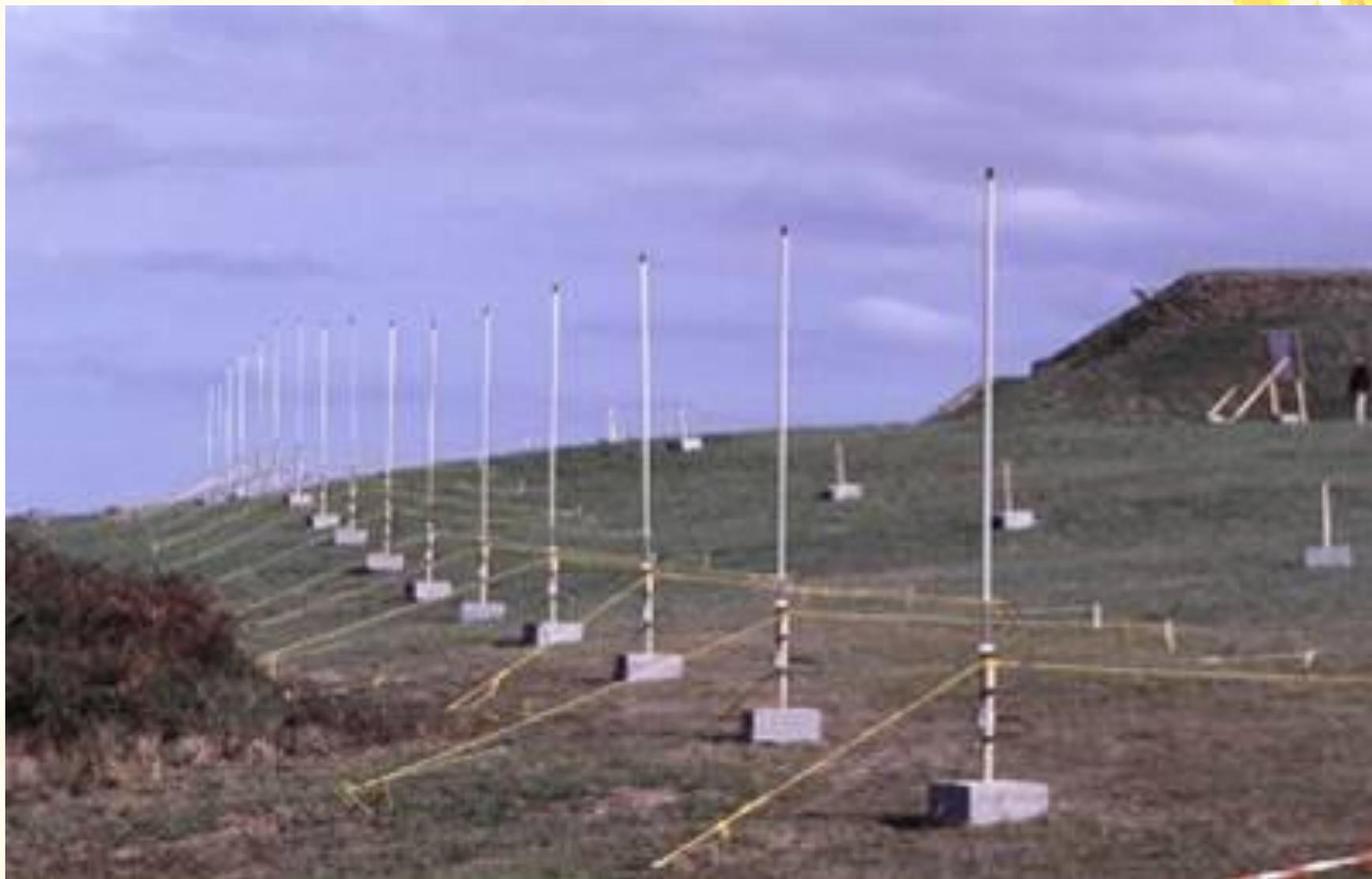
## 第2章 地面波传播



美国雷声公司制作



## 第2章 地面波传播



德国汉堡大学研制的地波雷达系统



## 第2章 地面波传播

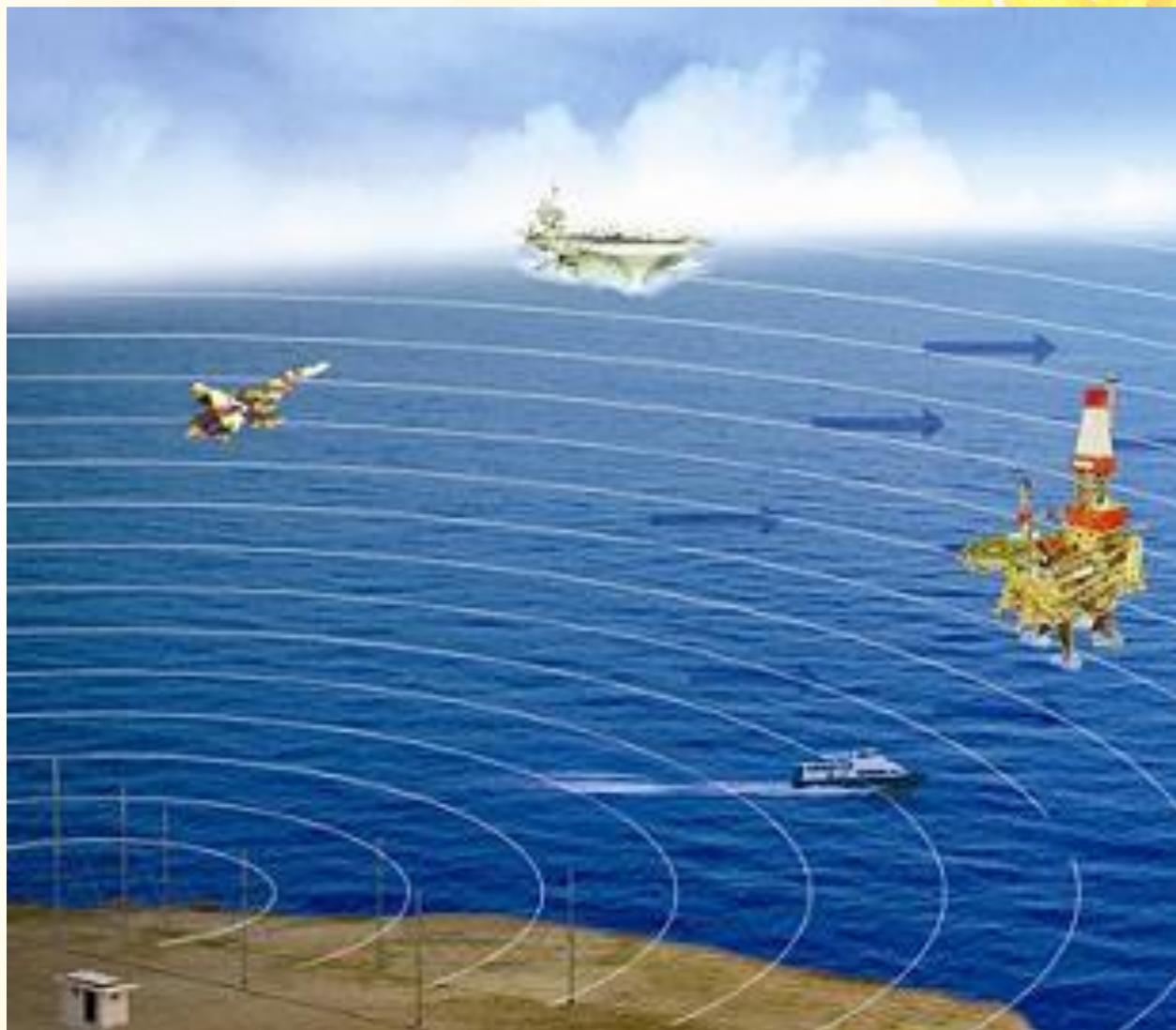


中国武汉大学研制高频地波雷达系统



军用：

- 跟踪、监视舰船、飞机、导弹
- 作用距离远(300~400km)；
- 极强的反隐身能力；
- 抗低空突防；



民用:

- 可以从雷达回波中提取风场、浪场、流场等海况信息。
- 海洋气象预报、海洋遥感
  - 防灾减灾、航运、渔业、污染监测、资源开发、海上救援、海洋工程、海洋科学研究
- 特点：具有覆盖范围大、全天候、实时性、性价比高等特点



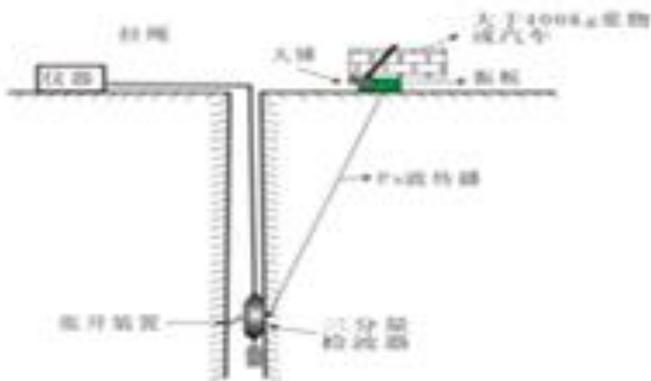
### ■ 电磁波石油探测

#### — 电磁感应测井

- $f=20\text{KHz}$ 左右
- 测量地层的二次散射场
- 测量范围宽

#### — 电磁传播测井

- $f=1$ —几十MHz
- 测量电波在两个接收位置的相位差和幅度比
- 可测介电常数



### 习题二

1. 为什么地面波传播会出现波前倾斜现象？波前倾斜的程度与哪些因素有关？为什么？
2. 当发射天线为辐射垂直极化波的鞭状天线，在地面上和地面下接收地面波时，各应用何种天线比较合适？为什么？
3. 某发射台的工作频率为1MHz，使用短直立天线。电波沿着海面( $\sigma=4\text{S/m}$ ,  $\varepsilon_r=80$ )传播时，在海面上100km处产生的垂直分量场强为8mV/m。试求：
  - (1) 该发射台的辐射功率；
  - (2) 在 $r=100\text{ km}$ 处海面下10 m深处，电场的水平分量的大小。



## 第2章 地面波传播

4. 某广播电台工作频率为1 MHz，辐射功率为100 kW，使用短直立天线。试由地面波传播曲线图，算出电波在干地、湿地及海面三种地上传播时， $r=100$  km处的场强。

5. 地面波在湿地( $\epsilon_r=10$ ， $\sigma=0.01$  S/m)上传播，衰减系数 $A=0.67$ ，天线辐射功率 $P_r=10$  kW，方向系数 $D=3$ ，波长 $\lambda_0=1200$  m。求距天线250 km处的场强 $E_{1x}$ 。

6. 频率为6 MHz的电波沿着参数为 $\epsilon_r=10$ ， $\sigma=0.01$  S/m的湿地面传播，试求地面上电场垂直分量与水平分量间的相位差以及波前倾斜的倾斜角。

7. 在地面波传播过程中，地面吸收的基本规律是什么？

