

高功率通信天线附近的电磁污染与电磁干扰计算

信息产业部电子第54研究所 许德森

Technology
技术应用
Application

1 引言

目前,通信事业的发展日新月异,在各个领域都引入了新的技术,新的方法,此外,就是应用数量的扩展,随之而来的是高功率大口径卫星通信主站天线随处可见。在当今热爱生命,崇尚环保的社会里,电磁污染就是一个不容忽视的问题。除此之外,电磁兼容的另一个问题就是设备之间的共存性,即近距离内,高功率天线与其他设备能否互不干扰,共同工作的大问题。以往解决此类问题的方法太粗糙,计算结果与实际情况相差很大,而近年来发展起来的SNFGTD法^{[1]、[2]},可以快速、准确地计算天线的近、远区场,从而,可以很便捷准确地计算出天线附近的电磁辐射剂量,再利用国家的有关标准,就可以确定人类生活安全区,确定周围建筑物的高低,并且,计算出相对于其他设备的电磁干扰水平。

2 理论模型

2.1 基本思想

首先,利用SNFGTD法得到近场方向图和近场增益,从而得到任意距离上的功率密度。其次,按照政府规定的安全照射电平来确定临界功率密度等值线,这样,就可以把安全与非安全区划分开来,并且能够很快地确定论及点的功率密度,为干扰协调提供依据。其中,要特别注意的是,近区的电场分布

摘 要 该文给出一种精确计算天线近区场的方法,它综合运用了近年来在射频电磁场方面发展起来的新的计算方法,如几何绕射理论和球面波展开法。本文对此种方法计算的近远区场进行了验证,并得出了实际工程中天线附近的电磁污染与电磁干扰的计算实例。实践证明,该方法可以指导实际工作,是处理电磁兼容(EMC)问题的有力工具。

关键词 天线 SNFGTD 电磁干扰 电磁兼容(EMC)

沿径向呈波浪状,所以,在确定等值线时是由远及近地搜索着确定的。

2.2 数学模型

选择一个半径合适的,包围整个天线系统的封闭球面(称之为虚球面),如图1所示。

图中射线(1)、(2)是馈源波在负面边缘激起的绕射

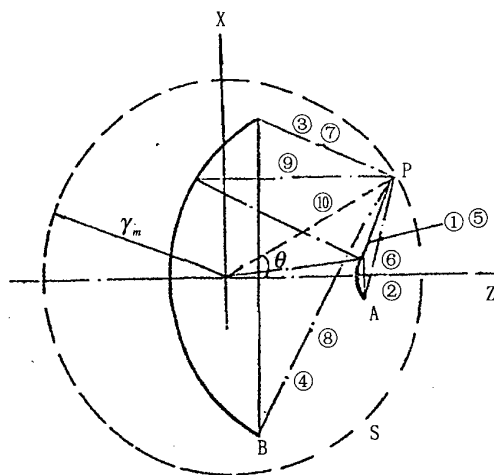


图1 虚球面上几何关系和诸射线示意图

场；射线(3)、(4)代表馈源波入射到付面边缘再反射到主面边缘所激起的绕射场；(5)、(6)为主面反射至副面边缘的平面波所产生的绕射场；射线(7)、(8)代表馈源波在付面边缘激发的绕射场又到达主面边缘产生二次绕射场；射线(9)是馈源依次经副面、主面反射的几何光学场；射线(10)代表馈源直接投射到虚球面上的场。

用以上诸条射线所代表的场的总和，来表示虚球面上任意一点的真实场。然后利用球面波展开法(SWE)来求解任意距离上的场。众所周知，不同的功率方向图，对应着不同的增益。而我们从近场方向图得知，在近区，方向图不仅与方位角有关，与距离也有很大关系。在上述计算中，可以给出轴向上场的绝对值，从而可以得到近区增益。

$$G_1(\text{dB}) = G_0(\text{dB}) + 201g \left[\frac{r_1 \times |E_1|}{r_0 \times |E_0|} \right] \quad (1)$$

式中：

E_0 —远区场强(轴向)

E_1 —近区场强(轴向)

G_0 —远区增益(轴向)

r_0 —远区距离

r_1 —近区距离

由此，可得任意距离 R 上的功率密度 S 。

$$S = 4 \times P \times G^* / (4\pi \times R \times R) W / m^2 \\ = 31.38 \times P \times G^* / R^2 \quad \mu W / cm^2$$

上式中，因子4是充分考虑了多径反射的影响而加上去的。

式中：

P —辐射功率(W)

R —离开天线的距离(m)

G^* —所论点的增益

$$G^* = 10^{\frac{G_1 + G_2}{10}}$$

G_1 —近区轴向增益(Db)

G_2 —近区所论点相对于轴向的相对增益

2.3 虚球面上场的计算公式

2.3.1 赋形双镜天线场

辐射场的计算及其流程图，如图2所示。

按照球面波展开法(SWE)^[3]的原理，任意一点的场，可以展开为一系列的矢量函数的和，即

$$\vec{E}(\vec{r}) = \sum_{n=1}^{N_L} [a_n \vec{M}_n + b_n \vec{N}_n] \quad (3)$$

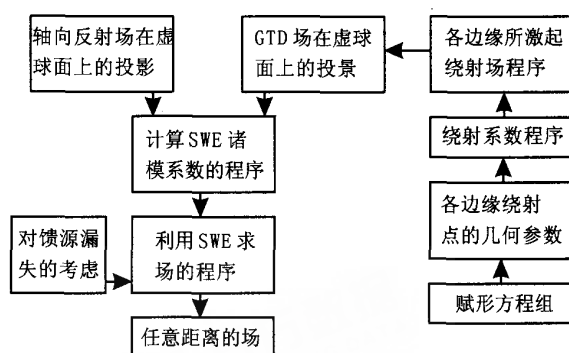


图2 赋形双镜天线 辐射场计算用框图

而其中系数集合 a_n 、 b_n 的计算，在本法中是利用几何绕射理论(GTD)来求出虚球面上的场，利用其切向分量与模函数 \vec{M}_n 、 \vec{N}_n 的点积来求得的。

由天线形状的对称性可得SWE模函数为

$$\vec{M}_n = \frac{1}{\sin \theta} h_n^{(2)}(kr) \cdot P_n^1(\cos \theta) \cos \phi \hat{\theta} \\ - h_n^{(2)}(kr) \frac{\partial P_n^1(\cos \theta)}{\partial \theta} \cdot \sin \phi \hat{\phi} \quad (5a)$$

$$\vec{N}_n = \frac{n(n+1)}{kr} \cdot h_n^{(2)}(kr) P_n^1(\cos \theta) \cos \phi \hat{\theta} \\ + \frac{1}{kr} \cdot \frac{\partial}{\partial r} \left[r h_n^{(2)}(kr) \frac{\partial P_n^1(\cos \theta)}{\partial \theta} \cdot \cos \phi \hat{\theta} \right] \\ - \frac{1}{kr \sin \theta} \cdot \frac{\partial}{\partial r} [n h_n^{(2)}(kr)] \cdot P_n^1(\cos \theta) \cdot \sin \phi \hat{\phi} \quad (5b)$$

以及

$$a_n = \frac{1}{\gamma_n [h_n^2(kr_m)]^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \vec{M}_n \cdot \vec{E}_{\text{tan}}(\vec{r}_m) \sin \theta d\theta d\phi \quad (6)$$

$$b_n = \frac{1/\gamma_n \left\{ \frac{1}{kr} \cdot \frac{\partial}{\partial r} [r h_n^{(2)}(kr)] \right\}^2}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} \vec{N}_n \cdot \vec{E}_{\text{tan}}(\vec{r}_m) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (7)$$

其中， $h_n^{(2)}(kr)$ 为第二类汉格尔函数， P_n^1 为连带勒让德函数。 $\vec{E}_{\text{tan}}(\vec{r}_m)$ 为虚球面上的切向场。

$$\gamma_n = \frac{2\pi \cdot (n+1)^2 \cdot n^2}{2n+1}$$

2.3.2 虚球面上近场的计算

(1)射线9所代表的轴向反射波可以通过几何光学的方法投射到虚球面上。

(2)绕射场的计算

由于图1中A、B两点都产生绕射,必然互有影响,故采用G. L. James等人提出的双刃边缘绕射理论^[4]、^[5],以射线基座标系表示绕射场的计算式为

$$\begin{bmatrix} E_{\beta}^d \\ E_{\varphi}^d \end{bmatrix} \sim \begin{bmatrix} -Ds & 0 \\ 0 & -Dh \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{\beta_0}^i \\ E_{\varphi_0}^i \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{P}{S(S+p)}} \cdot e^{-jks} \quad (8)$$

$$D_{sh} = - \left[\epsilon^j \left\{ |L^i| \right\}^{1/2} \cdot L_{\pm}(x, v^i) \exp \left(\pm \frac{j\pi}{4} \Big|_{L^i s_0} \right) \right] \pm \left[\epsilon^r \left\{ |L^i| \right\}^{1/2} \cdot L_{\pm}(x, v^r) \exp \left(\pm \frac{j\pi}{4} \Big|_{L^i s_0} \right) \right] \quad (9)$$

其中,

$$L_{\pm}(x, y) = K_{\pm}(y)U(x) - G_{\pm}(x, y)$$

$$K_{\pm}(y) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot e^{\pm j \left(y^2 + \frac{\pi}{4} \right)} \cdot \int_y^{\infty} e^{\pm j t^2} dt$$

$$G_{\pm}(x, y) = \frac{|y| \operatorname{sgn}(x)}{2\pi} \cdot e^{\pm j x^2} \int_{|x|}^{\infty} \frac{e^{\pm j t^2}}{t^2 + y^2} dt$$

例如,在A点绕射系数为

$$D_{sh}(A) = - \left\{ \epsilon_A^i \sqrt{L_A^i} L_{\pm}(x_A, V_A^i) \pm \epsilon_A^r \sqrt{L_A^r} L_{\pm}(x_A, V_A^r) \right\}$$

上式中各符号意义如下:

$$\epsilon_A^i = \operatorname{sgn}(\theta_A - \theta_{hm})$$

$$\epsilon_A^r = \operatorname{sgn} \left(-\cos \frac{\psi + \theta_A}{2} \right) \cdot \operatorname{sgn}(L_A^r)$$

$$X_A = \left\{ 2 \cdot k \cdot d \cdot S_{\beta}^d \right\}^{1/2} \cos \frac{\psi + \theta_A}{2}$$

$$V_A^i = \left\{ 2k |L^i| \right\}^{1/2} \cdot \left| \sin \frac{\theta_A - \theta_{hm}}{2} \right|$$

$$V_A^r = \left\{ 2k |L^r| \right\}^{1/2} \cdot \left| \cos \frac{\psi + \theta_A}{2} \right|$$

θ_A 是A点发出的射线与轴向的夹角。 S_{β}^d 是B点到球面上所论点的距离。

当 $x \gg 0$ 时, $L_{\pm}(x, y) = K_{\pm}(y)$,式(9)自动变为常用的单刃绕射系数。

各绕射点的场的详细计算,请参阅文献^[6]。

2.3.3 几个重要参数的选取

(1)虚球心的选取

对于双镜天线,我们把虚球面的球心选在实焦点上,即喇叭的相位中心处,这样有两个优点,其一是射线的光程易于计算;其二是主、副面上产生绕射的各点离开虚球面的距离之差较小,从而使得它们之间的相位差较小,因而有利于数值计算。

(2)虚球面半径的选取

劈的GTD解是在离开劈一定距离时才有效,一般认为,虚球面离开边缘的距离至少要大于 0.7λ (λ 代表波长),绕射场的计算才是可信的;另一方面,几何光学场(直射场和轴向反射场)却是离天线越近越准确。

因此,我们认为,在离开天线一个较近的距离上,虚球面半径应尽可能地小,从而使几何光学场计算准确而保证方向图主瓣的精度,但为了准确计算绕射场,球面离主面边缘的距离应大于 2λ 。具体数值多大,只要满足上述要求,其影响并不十分敏感,因此,我们取为 5λ 。

(3)最大径向数的选取

在总场的表达式(3)中, NL 是级数的最高项,它的正确选取,决定了级数的收敛和场的正确反映,假设两点距离源点的路程差产生的相位差为 $\pi/8$ 时视为同相,可以推导出最大径向数为:

$$NL = K \cdot D / \sqrt{\pi}$$

其中, $K = 2\pi/\lambda$, D 为天线口径。

2.4 验证方法的准确性

2.4.1 远区辐射场

文献^[6]实际计算了一个双赋形卡塞格伦天线,其参数如下:

$$D/\lambda = 66.66 \quad F/D = 0.29 \quad r_0 = 2D^2/\lambda$$

其中: F —天线焦距

所计算的远场方向图(包括E面和H面)与实测结果吻合良好。

2.4.2 近区辐射场

最接近虚球面的近区,实际上就是虚球面本身,为此,我们假设投影到虚球面的场为输入场,而据此计算出球面波展开法的系数,再利用球面波展开法计算“辐射”到虚球面上的场,我们称为输出

场, 由图 3 可知, 二者吻合良好得到了很好的还原。

由此可见, 这里所说的 SNFGTD 法无论计算近区场, 还是远区场, 都是十分准确的。

3 实际计算例

3.1 天线灾害区的确定

图 4 是我们所建某地电视上行站 11m 天线的计算灾害区。天线的参数为:

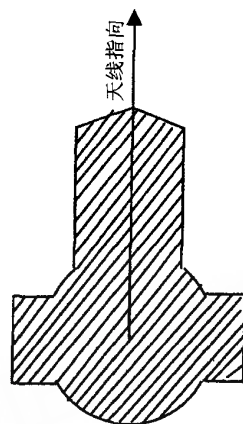


图 4 实算 11m 天线灾害区

在某工程中, 要求我们计算测控 X / S 收发天线的近区辐射场, 并据此为工作人员生活区的建设提供依据, 并且对附近的一个 10m 天线进行干扰协调。

发射频率: $f = 2.1\text{GHz}$

天线口径: $D = 13\text{m}$

天线功率: $P = 2000\text{W}$

机房房顶离地面高度 $h_1 = 6.0\text{m}$

天线座架俯仰轴离地面高度: $h = 14.6\text{m}$

利用上述方法计算了 $R = 7\text{m}$ 、 20m 、 50m 、 100m 、 190m 等几处的功率分布方向图, 并简要地给出图 5~图 9 为例, 同时, 计算了各近区的轴向增益摘列于下:

$R(\text{m})$	$G_1(\text{dB})$
7	7
10	8.2dB
20	16
35	19dB
50	21.6
75	29.7
100	22.9
120	31.4
150	37.3
190	40.4
250	42.3
500	44.1

下面分几种可能情况详细计算

3.2.2 微波灾害计算

设几何关系如图 10 所示。

(a) 对于 A 点, 可参考 $R = 20\text{m}$ 的情况

当天线平指时, A 点与天线电轴夹角为 21.8° 由

表 2 可查得功率密度为 $126 \mu\text{W}/\text{cm}^2$;

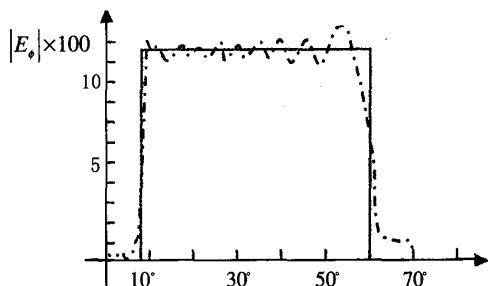


图 3a 虚球面输入场与输出场的比较 (E_θ 分量)

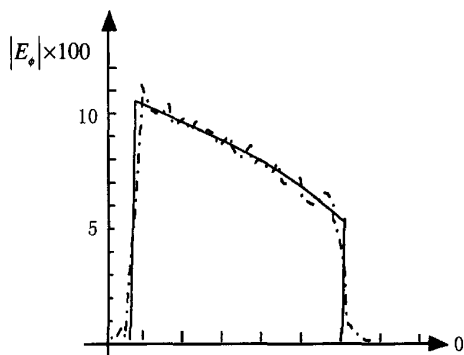


图 3b 虚球面上输入场与输出场的比较 (E_θ 分量)

—— 虚球面上的输入场 (轴向反射波)

--- 虚球面上的输出场 (S. W. E) $NL = KD/\sqrt{\pi}$

发射功率 $P = 3000\text{W}$

工作频率为 $f = 6\text{GHz}$

远区增益 $G = 55\text{dB}$

工作仰角为 40°

功率密度等值线临界值为 $3.8 \mu\text{W}/\text{cm}^2$

图 4 表明天线的辐射, 有三个高功率区, 即(1)轴向; (2)侧向漏泄区; (3)背向, 需要对上述区域格外注意。与已知资料[7]相比, 结果是可信的, 该灾害区仅占地约 2 亩, 而用其他方法计算的灾害区占地约 20 亩。

3.2 近场辐射与生活区规划

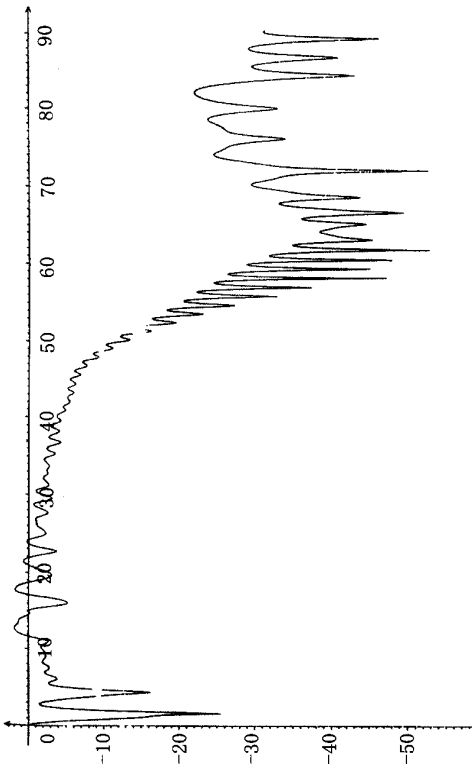


图 5 $R = 7m$ E面方向图

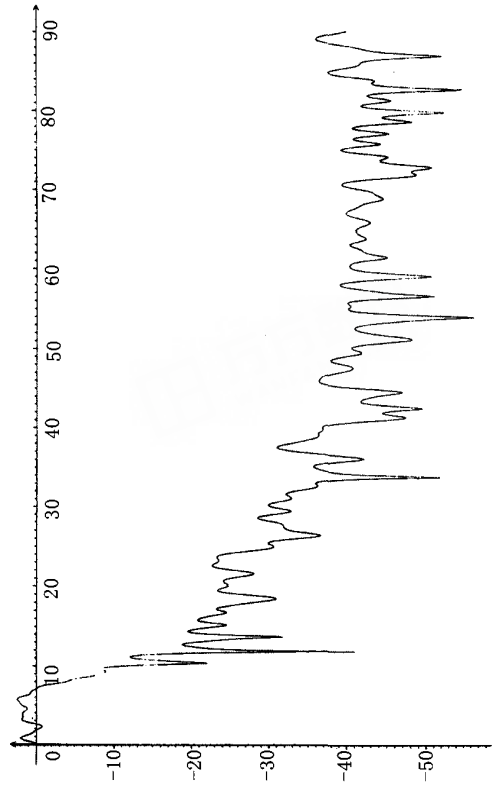


图 7 $R = 35m$ E面方向图

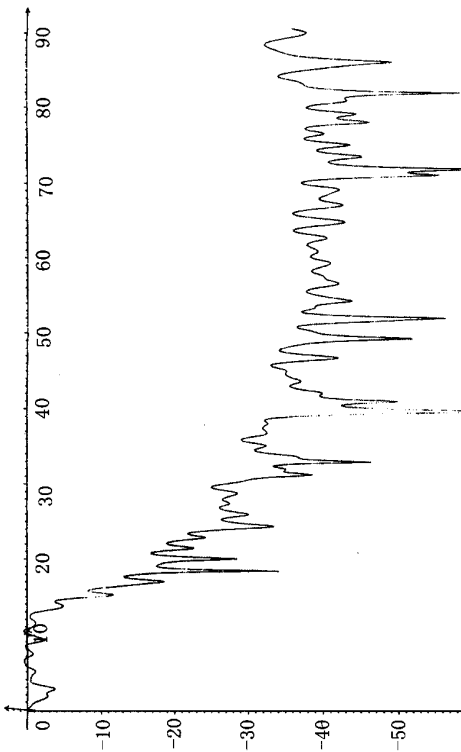


图 6 $R = 20m$ E面方向图

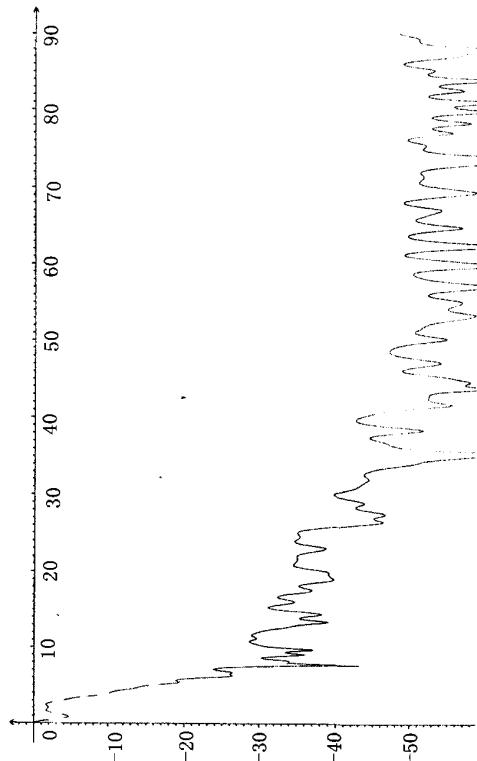


图 8 $R = 75m$ E面方向图

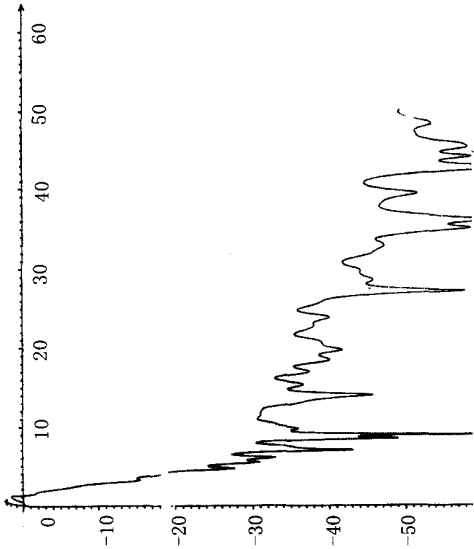


图 9 R = 120m E 面方向图

表 1 R = 7m 外的功率密度

角度(°)	$\mu W/cm^2$	G2(dB)
0	6511	0
2.5	610	-1.5
3	4939	-1.2
5	3263	-3
10	4108	-2
20	10319	+2
30	4108	-2
40	4108	-2
50	1299	-7
60	103	-18
70	52	-21
80	52	-21
90	6.5	-30

注: $G_1 = 7dB$

表 2 R = 20m 处的功率密度 ($\mu W/cm^2$)

角度(°)	0	2.5	5	10	20	30	40°
G2(dB)	0	-2.8	-1.2	+1	-17	-24	-30
功率	6336	3325	4806	7976	126.4	25.2	6.3

$G_1=16dB$

表 3 R = 50m 处功率密度 ($\mu W/cm^2$)

角度(°)	0	4	7	10	15	20	30	40
G2(dB)	0	+4	-8	-18	-25	-28	-30	-34
功率	3681	9245	583	58.3	11.6	5.8	3.68	1.5

注: $G_1 = 21.6dB$

表 4 R = 120m 处功率密度 ($\mu W/cm^2$)

距离(m)	150	174	250
楼高(m)	14.6	20	24
功率 $\mu w/cm^2$	29	27	21

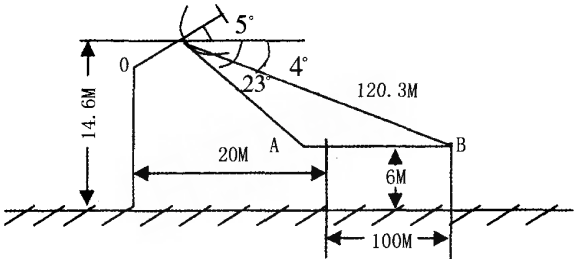


图 10 发射天线与工作大厅位置关系图

(b) 设 $AB = 100m$, B 点离地高仍为 6m。则 B 点与天线电轴夹角为 4° , $OB = 120.3m$ 可参考 $R = 120m$ 的情况, 由表 10 得辐射功率密度为 $193 \mu W/cm^2$ 。

为保险计, 设钢筋混凝土的隔离为 20dB, 则在机房内的功率密度小于国军标 GJB475-88 所规定的 $30 \mu W/cm^2$ 的安全限值(连续波)。

但若限定 3° 捕获, 5° 开 HPA 则 A 点的功率密度为 $25.2 \mu W/cm^2$, B 点的功率密度为 $\leq 7.2 \mu W/cm^2$, 并同时考虑此为最劣情况且是一扫而地, 所以整个工作区是安全的。

此外, 在上述限定的前提下, 天线周围可建居民楼高度如下表所示:

表 5 可建楼房高度及功率密度

距离(m)	150	174	250
楼高(m)	14.6	20	24
功率 $\mu w/cm^2$	29	27	21

3.2.3 电磁干扰问题

当测控 X/S13m 天线发射 2.1GHz 的微波时, 主接收 X/S 单收天线工作在接收范围, 频率最小间隔为 0.06GHz, 即存在着 60GHz 的频率隔离(此处不考虑三阶互调等问题)。

严格的分析应是将发射频段附带的杂波进行 Fourier 展开, 确定在 2.16GHz 的频谱能量, 只要知道发射信号形式, 此问题不难解决。

并且, 此 2 副天线一般是平行工作的, 二者相对位置(如图 11 所示)有三种极限状态。

即 2 副天线之间存在着位置隔离(即相互处于对方的功率方向图中的相应的角度, 在此种配置下, 只反应

了接收天线所具有的接收能力)。当二者相距一定距离时位置隔离度如下表所示。

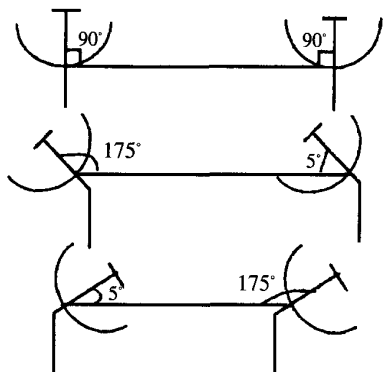


图 11 电磁干扰天线位置图

表 6 位置隔离度与距离的关系

距离(m)	位置隔离度(dB)
50	-31.6
75	-39.7
100	-32.9
150	-42.3
174	-49.3
250	-52.3
500	-54.1

若不考虑仰角遮挡问题,当天线相隔为250m时,测控用X/S波段天线在主接收X/S单收天线处产生的功率密度为 $17298 \mu\text{W}/\text{cm}^2 \times 10^{-52.3/10} \mu\text{W}/\text{cm}^2$ 取天线口径为10m,则:

$$P_{\text{接收}} = 0135\text{w}$$

但这是2.1GHz的信号功率。

可以假设发射频段的杂波至少比2.1GHz载波信号功率低40dB,若再使用60dB的带通滤波器,则主接收天线所能收到的功率仅为:

$$P = 13.5 \times 10^{-6} \mu\text{W}$$

此外,2副天线收发之间还存在着极化隔离(还有收发频率隔离),至少应在30dB以上,故:

$$P_{\text{噪声}} = 13.5 \times 10^{-6} \mu\text{W}$$

以上仅仅是一种计算方法,实际上若仍不满足载噪比的要求可以增加滤波器的通阻比而解决之。

考虑到这两副天线是跟踪近地卫星的,星上EIRP较大,预计主接收X/S单收天线在S波段的信噪比不会变差。

若星上功率:40W,增益:5dB,最远点2000公里, $L = -165\text{dB}$

$$\text{则: } P_{\text{信}} = -39.4\text{dB } \mu\text{W}$$

$$\text{得: } C/T = 39 \text{ dB}$$

当天线相隔为50m,若加60dB的滤波器,则:

$$P^* = 33.8 \times 10^{-7} \mu\text{W} = -64.7\text{dB } \mu\text{W}$$

$$\text{得: } C/T = 25.3 \text{ dB}$$

4 结论

利用SNFGTD法,可以快速准确地计算天线的近、远区场,并经推导和转换,可以求出天线附近的功率密度。利用这个结果,可以有两个重要的EMC问题得以解决,其一是人类生活安全区的划定,或者说天线灾害区的警戒区域得以确定,其二,可以方便而准确地计算出对其他电磁接收设备的干扰水平,从而保证了设备的正常工作。✕

参考文献

- [1] 许德森等.双镜面天线的近远场研究.电子学报,1990;(18):120~122
- [2] H.Bach, et al. 2th ICAP, 1981 PP499~500
- [3] A.W.Rudge, The hand book of Autenna Design Vol.1 PP101~127
- [4] G.L.James, IEE Proc,127(1):52~60
- [5] G.L.James et al, Microwaves, Opt. Acoust,1979; 3(6): 221~223
- [6] 许德森.通信测控研究所.硕士论文
- [7] 刘永秋.微波辐射对人体影响的研究—卫星地面站天线辐射近场测试.电磁兼容学术讨论会论文集,深圳 P371~376,1987

中国 3G 发展主题论坛隆重召开

5月11日,业界瞩目的“eBeijing2001 中国3G发展主题论坛”在北京友谊宾馆隆重召开。包括大唐电信、中国移动、爱立信、西门子等在内的国内外著名通信制造、运营厂商云集一堂,分别就第三代移动通信的知识产权、市场化

运作、顺利过渡、标准进展等方面发表了兼具广泛视野及深度思维的精辟阐述。此次会议还专门开辟了“3G与风险投资专题论坛”,来自美国、日本、台湾、香港及中国大陆的众多风险投资商对3G的资金问题阐述了各自的观点。✕

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>