

星载合成孔径雷达有源相控阵天线研究¹

王贞松 丁 丁*

(中国科学院计算技术研究所 北京 100080)

*(中国科学院电子学研究所 北京 100080)

摘 要 该文从雷达工作模式、模糊度、分辨率及信噪比等几个方面研究了星载合成孔径雷达的有源相控阵天线波束调节方式和波束赋形特点,设计了一种适合于二条带高分辨率扫描模式星载合成孔径雷达的有源相控阵天线。该文还研究了有源相控阵天线的可靠性问题,提出一种利用冗余设计提高天线可靠性的方案。

关键词 星载合成孔径雷达,有源相控阵天线,模糊度,天线可靠性

中图分类号 TN820

1 合成孔径雷达对天线特性的要求

1.1 合成孔径雷达系统工作模式

常见的合成孔径雷达工作模式有条带模式、扫描模式和聚束模式,其基本工作模式是条带模式:雷达安装在以一定轨道运动的载体上,以重复脉冲工作方式向目标发射线性调频信号,并对回波信号进行二维压缩成像处理。其成像过程可以分为方位向(雷达平台运动方向)和距离向(发射信号方向)两个相互垂直的方向来处理。在距离向,利用匹配滤波器对线性调频信号回波进行脉冲压缩即可得到很高的距离向分辨率;在方位向,根据合成孔径原理,其回波的多普勒历史也是线性调频信号,同样通过匹配滤波,我们也可以得到很高的方位向分辨率。两个方向的二维匹配滤波压缩处理保证了我们能够得到高分辨率的合成孔径雷达遥感图像。距离向扫描模式合成孔径雷达可以工作于不同的扫描条带,从而提高了雷达距离向扫描带的宽度,扩大了雷达扫描范围,而聚束模式合成孔径雷达通过方位向波束可控,延长了雷达波束对目标的照射时间,从而提高了雷达的方位向分辨率。

1.2 合成孔径雷达系统距离向及方位向分辨率对天线的要求

对于正侧视条带模式合成孔径雷达,其距离向、方位向分辨率分别为^[1]

$$\Delta R_g = c\tau_p / (2 \sin \eta) = c / (2B_R \sin \eta) \quad (1)$$

$$\delta_x = \lambda R_0 / (2R_0 \theta_H) = \lambda / (2\lambda / L_a) = L_a / 2 \quad (2)$$

其中 c 为光速, τ_p 为天线脉冲持续时间, B_R 为雷达发射调频信号频带宽度, λ 为信号中心频率所对应的波长, τ 为天线波束入射角, θ_H 为天线方位向波束宽度, R_0 为天线到目标轨迹的距离, L_a 为方位向天线长度。由(1)式可知,合成孔径雷达天线应具有较大的带宽以提高距离向分辨率,根据(2)式可知,合成孔径雷达的方位向高分辨率要求天线的方位向等效长度较短,即天线方位向波束要比较宽。

1.3 合成孔径雷达系统信噪比对天线的要求

设 SNR^1 是雷达系统正常稳定工作时生成图像的信噪比的最小值,对于均匀散射的面目标情况,根据雷达方程可以得到^[1]

$$\text{SNR}^1 = P_{av} G^2 \lambda^3 \sigma^0 \delta R_g / [2(4\pi R)^3 V_{st} F_{op} k T_s] \quad (3)$$

其中 P_{av} 为在发射脉冲期间天线所发射的平均功率, G 是天线的增益, λ 是雷达系统的工作波长, σ^0 是目标的散射系数, δR_g 为雷达系统的距离向分辨率, R 是雷达天线与目标之间的

¹ 2001-05-08 收到, 2002-11-11 改回

国家自然科学基金 NFNS 69896250-2 资助项目

斜距, V_{st} 是雷达与地面目标的相对速度, F_{op} 是雷达系统的噪声系数, k 为波尔兹曼常数, $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$, T_s 为环境温度 (以 K 为单位表示)。可以看出, 在天线发射功率及带宽一定的情况下, SNR^1 随雷达天线增益的增大而增大, 因此合成孔径雷达系统要求其天线的增益要比较大。

1.4 合成孔径雷达距离向模糊度及方位向模糊度对天线的要求

合成孔径雷达系统的距离模糊来源于其它目标回波的影响。在我们需要的目标回波到达的同时, 此脉冲之前或之后发射的脉冲也会有从距离合适的其他目标回来的回波到达, 它们的能量混入目标回波信号中造成距离模糊。一般将距离模糊度定义为^[1]

$$\text{RASR} = \frac{\sum_{j=1}^N S_{a_j}}{\sum_{j=1}^N S_j} \quad (4)$$

其中 S_{a_j} 是第 j 个距离门接收窗口内模糊回波信号的功率, S_j 是此接收窗口内目标回波信号的功率:

$$\begin{aligned} S_j &= \sigma_j^0 F_j^2 / R_j^3 \sin(\eta_j), \quad j = 0 \\ S_{a_j} &= \sum_{j=-n_h, j \neq 0}^{n_h} \sigma_j^0 F_j^2 / R_j^3 \sin(\eta_j), \quad j \neq 0 \end{aligned} \quad (5)$$

上式中 n_k 是需要考虑的距离模糊区数目, σ_j^0 是入射角为 η_j 时目标的散射系数, F_{ij} 是距离向天线辐射方向图函数在相应接收窗口内的积分, η_j 为第 j 个模糊回波的入射角。要使 RASR 较小, 就要使天线指向处理宽度的中心且在处理宽度内目标区天线方向图的积分远大于各模糊区天线方向图的积分的和, 亦即天线的距离向积分旁瓣比要大。实际上距离向模糊度应计算图像上一个脉冲宽度之内每一时刻的信号能量与模糊信号能量之比, 所以距离模糊度在整个条带上在距离向是变化的。

由于方位向时域采样造成的频域混叠造成合成孔径雷达图像的方位模糊, 方位模糊度定义为^[1]

$$\text{AASR} \approx \frac{\sum_{m=-\infty, m \neq 0}^{\infty} \int_{-B_p/2}^{B_p/2} F^2(f + m\text{PRF})df}{\int_{-B_p/2}^{B_p/2} F^2(f)df} \quad (6)$$

其中 B_p 是雷达方位向处理带宽, F 是频域天线辐射方向图。要使 AASR 较小, 同样需要天线的方位向积分旁瓣比较大。

1.5 合成孔径雷达工作模式对天线的要求

合成孔径雷达是条带扫描模式雷达, 因此扫描带对雷达天线波束的主瓣宽度和主瓣形状都有一定要求。在距离向, 天线主瓣宽度应稍大于扫描带宽度。在方位向, 天线主瓣宽度决定合成孔径长度, 从而决定了雷达方位向分辨率, 所以主瓣宽度应足够大以达到需要的方位分辨率。在扫描工作模式下由于波束要在距离向不同条带间快速切换, 所以天线距离向波束指向要能在一定范围内快速调节; 另外由于条带切换将造成方位向不同点的回波历史被天线方向图加权的方式不同, 从而引起方位向图像产生调制条纹, 要减轻这种调制条纹, 天线的方位向波束就要尽量平坦, 因此在方位向天线的主瓣波束需要展宽和赋形。在聚束模式下, 天线距离向波束指向要连续调节以使波束在雷达平台运动过程中始终指向同一区域。

雷达天线是影响合成孔径雷达性能的最重要组件, 综合上面的分析, 我们知道合成孔径雷达系统由于其特殊的工作模式而对其天线有如下要求:

(1) 天线波束指向可调节, 且有较大带宽和增益。

(2) 天线方位向波束主瓣宽度大, 顶部平坦; 天线距离向波束主瓣宽度要和扫描带宽度相适应。

(3) 天线在距离向和方位向都要具有较大的积分旁瓣比。

2 星载合成孔径雷达有源相控阵天线波束设计

根据 SIR-C 星载合成孔径雷达的部分参数^[2], 我们设计了二条带超高分辨率扫描模式雷达的参数见表 1^[3].

表 1 二条带超高分辨率扫描模式合成孔径雷达的参数

| | |
|-----------------------------------|-----------------------------------|
| 轨道高度 H : 225km | 波长 λ : 0.058m |
| 距离分辨率 $\rho_r \approx 20\text{m}$ | 方位分辨率 $\rho_a \approx 20\text{m}$ |
| 带宽 B_w : 30MHz | 发射脉冲宽度 T_w : 33 μs |
| 方位多视处理: 4 视 | 脉冲重复频率 PRF: 3419Hz |
| 方位向模糊度 $< -20\text{dB}$ | 距离向模糊度 $< -20\text{dB}$ |
| 扫描带宽度 D_{sw} : 24km | 扫描中心下视角 α : 20° |
| 天线增益: 40dB | 峰值发射功率: 1600W |

根据这些参数, 我们选定形式如图 1 所示的矩形栅格平面相控阵天线, 它由 18 块天线子阵组成, 每块子阵由 18×18 个辐射单元组成, 每个辐射单元的尺寸为 $W_a = W_r = 0.029\text{m}$, 间距为 $d_a \times d_r = 0.0525\text{m} \times 0.0417\text{m}$, 这样天线的距离向宽度就是 $18 \times 0.0417 = 0.75\text{m}$, 其方位向宽度为 $18 \times 18 \times 0.0525 = 17.01\text{m}$. 设距离向 $\phi = 0$, 方位向 $\phi = \pi/2$, 为设计简单起见, 我们令天线阵列每一列的馈电电流具有相同的分布, 则此天线阵因子可分解为相互独立的两部分之积, 其形式如式 (7) 所示:^[3]

$$f_{ar}(\theta, \phi) = N_r(\theta, \phi) \times N_a(\theta, \phi) \\ = \sum_{m=-10}^9 I_m e^{(jkm d_r \sin \theta \cos \phi)} \times \sum_{n=-162}^{161} I_n e^{(jkn d_a \sin \theta \sin \phi)} \quad (7)$$

下面, 我们将根据以上雷达参数及天线形式讨论天线波束设计中的几个问题.

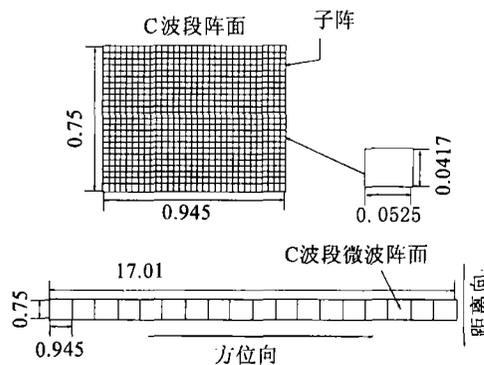


图 1 C 波段矩形栅格平面相控阵天线

2.1 天线距离向主瓣宽度及指向设计

我们知道, 天线距离向主瓣宽度和指向要和雷达扫描带宽度及位置相适应, 取地球半径 $Re = 6378137\text{m}$, 在天线下视角为 20° 时, 计算可得天线波束入射角 $\eta = \sin^{-1} \left[\frac{Re + H}{Re} \sin(\alpha) \right] = 20.74^\circ$, 天线照射斜距 $R = Re \cdot \sin(\eta - \alpha) / \sin(\alpha) = 2.4 \times 10^5\text{m}$, 此时每一扫描带对应的处理宽度: $\theta_r \approx D_{sw} \cos(\eta) / R = 5.36^\circ$, 在距离向天线采用等幅固定步进相位的均匀馈电方式, 考虑到两个扫描带间应有一定重叠以进行成像后图像的拼接, 我们取两个扫描带波束指向差别为 5.2°, 即扫描带 1 对应的处理区域下视角为 14.72°–20.08°, 指向中心为 17.4°, 扫描带 2 对应

的处理区域下视角为 $19.92^\circ-25.28^\circ$ ，指向中心为 22.6° ，由此我们确定两个条带天线距离向馈电步进相位差分别为 $i \times 58.10^\circ$ 和 $i \times 74.66^\circ$ ， $i = -9, -8, \dots, 8$ 。这时我们计算出天线在两个条带的距离向方向图指向如图 2 所示，此时天线距离向 3dB 主瓣宽度为 $5.5^\circ > 5.36^\circ$ 。

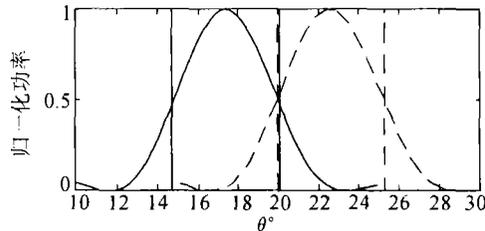


图 2 天线在两个条带的距离向波束

2.2 天线方位向主瓣宽度设计及赋形 [4]

根据前面的讨论，我们知道合成孔径雷达要求天线方位向波束主瓣宽度要足够大且顶部平坦。雷达方位向分辨率在二条带扫描模式下四视时要求为 20m，它相当于在非扫描模式下单视时方位向分辨率 $\rho_a = (20/4)/2 = 2.5\text{m}$ 由此我们计算出最小可能的天线方位向波束宽度应满足 $\theta_a \geq 2 \times \lambda / (2\rho_a) = 0.665^\circ$ ，此时要求天线的方位向长度 $L_a \leq 2 \times \rho_a = 5\text{m}$ ，我们设计的天线方位向长度为 17.01m，在天线方位向主瓣正侧视情况下，采取简单的等幅步进相位馈电的方法，计算出的天线方位向方向图如图 3 虚线所示，它的 3dB 主瓣宽度为 $0.175^\circ \ll 0.665^\circ$ 且主瓣顶部并不平坦，此时雷达方位向分辨率为 $17.01/2=8.5\text{m}$ ，不能满足雷达对天线方位向分辨率要求。针对这种情况，我们根据电流矢量叠加和天线方向图叠加原理设计了在方位向由三组子电流共同进行馈电的天线加权方法使天线的方位向方向图展宽从而达到提高雷达方位向分辨率的目的。通过实验和计算，我们确定了三组子电流的幅度和步进相位分别为 $(I_0, 0)$ 、 $(0.76I_0, i \times 0.0275)$ 和 $(0.76I_0, -i \times 0.0275)$ ， $i = -162, -161, \dots, 161$ 。由于子电流呈对称分部，这样在方位向合成的每一辐射单元的馈电电流将没有相位差而只有幅度差别，即在方位向我们只要设计非均匀的功率分配器而不需大量移相器就能达到设计效果，按此设计的天线馈电网络见图 4，天线馈电网络共使用了 $18 \times 18=324$ 个 T/R 组件、18 组非均匀功率分配器和 18 个移相器以及 1 组均匀功率分配器。

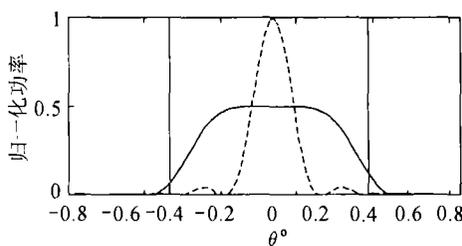


图 3 采用主瓣展宽时间前后天线方位向方向图对比

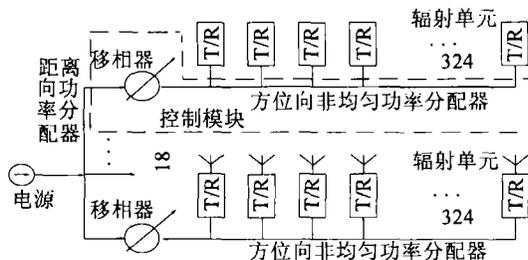


图 4 有源相控阵天线馈电网络示意

经计算这种设计的方位向同一行中 324 个辐射单元里每一辐射单元的馈电电流相位相同，大小如图 5 所示：

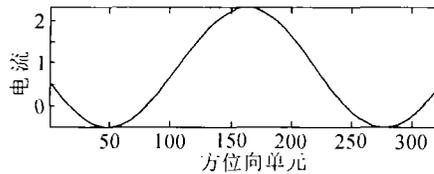


图5 天线方位向馈电电流分布

经过这种主瓣展宽和赋形设计后天线的方位向方向图如图3实线所示,其3dB主瓣宽度为 $0.683^\circ > 0.665^\circ$,且在方位向处理范围内天线的主瓣非常平坦,满足了扫描模式高分辨率合成孔径雷达系统对天线方位向波束的要求。

2.3 天线的增益

按照前面的讨论,合成孔径雷达要求其天线的增益应比较大以提高系统的信噪比。根据我们计算出的天线方向图,我们将对有源相控阵天线的增益问题做一些讨论。

有源相控阵天线的增益可以表示为 $G = \eta D_r D_a$,其中 η 是相控阵天线的辐射效率, D_r 是天线距离向的最大方向性系数, D_a 是天线方位向的最大方向性系数,为讨论方便起见我们先假设天线辐射效率 $\eta = 1$ 。在距离向,天线采用均匀馈电方式,其距离向方向图如图2所示,天线的距离向最大方向性系数为 $D_r = 15.28\text{dB}$ 。在方位向,如果采用均匀馈电方式,天线方向图如图3中虚线所示,在 $\theta = 0^\circ$ 时天线方位向方向性系数达到最大,其值为 $D_a = 29.65\text{dB}$,天线的增益为 $G = 44.93\text{dB}$ 。若采用我们设计的利用幅度加权展宽天线方位向方向图的方法,展宽后天线方向图如图3中实线所示,经计算,此时天线方位向最大方向性系数为 $D_a^w = 26.69\text{dB}$,从而天线的增益降低为 $G^w = 41.97\text{dB}$,它比天线不加权时的增益降低了 2.96dB 但仍能满足雷达系统最小信噪比对天线的要求。

2.4 天线方向图特性与合成孔径雷达距离、方位模糊

合成孔径雷达系统的距离模糊来源于其它目标的回波信号,其大小受天线距离向方向图形状的影响且随PRF增大而增大,在前面选定的雷达及天线参数下,我们计算了天线的距离向积分旁瓣比和距离模糊度分别为 $\text{ISLR}_r = -19.66\text{dB}$, $\text{RASR} = -47.99\text{dB} < -20\text{dB}$,满足了雷达对距离模糊度的要求。合成孔径雷达系统的方位模糊来源于雷达回波信号方位向采样造成的频谱混叠,其大小受天线方位向方向图形状的影响且随PRF增大而减小,在前面选定的雷达及天线参数下,我们计算了天线的方位向积分旁瓣比和方位模糊度分别为 $\text{ISLR}_a = -19.66\text{dB}$, $\text{AASR} = -26.34\text{dB} < -20\text{dB}$,同样满足了雷达对方位模糊度的要求。

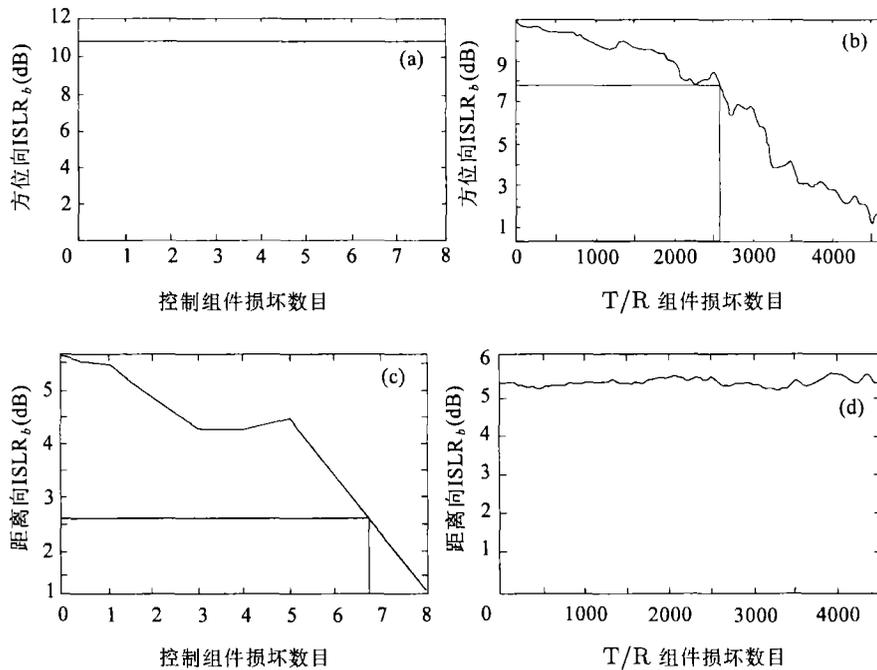
3 星载 SAR 有源相控阵天线可靠性设计

3.1 星载 SAR 有源相控阵天线的可靠性要求

为了达到较高的性能和灵活性,相控阵天线需要有复杂的馈电控制模块组及发射/接收(T/R)模块组,当这些组件中的一部分损坏时,天线的工作性能就会受到影响甚至不能正常工作,而星载合成孔径雷达天线一旦投入使用就很难再对其进行维修,即使能再进行维修其代价也将会非常高昂,所以我们在进行星载合成孔径雷达天线设计时一定要仔细考虑它的使用可靠性和使用寿命问题。我们使用平均损坏时间(Mean Time Between Failure, MTBF)来表征天线的可靠性及使用寿命,它可以定义为^[5]

$$\text{MTBF} = \int_0^{\infty} t f(t) dt \quad (8)$$

其中 t 为天线使用寿命, $f(t)$ 为天线寿命的概率密度函数。对于我们前面设计的相控阵天线,其馈电网络及T/R模块组形式如前述图4所示,其中包含一个电源及一个均匀功分网络,控制模块的数目为18,T/R模块的数目为 $18 \times 18 \times 18 = 5832$,即每一个控制模块连接324个T/R模块,每个T/R模块连接一个辐射单元。由于电源、均匀功分网络和辐射单元的结构较简

图 6 天线组件损坏对 ISLR_b 的影响

单, 其寿命与控制模块和 T/R 模块相比要长很多, 所以相控阵天线的寿命主要由后两者决定, 设控制模块和 T/R 模块的平均损坏时间分别为 $MTBF_{CM}$ 和 $MTBF_{TR}$, 则有源相控阵天线的平均损坏时间 $MTBF_{ant}$ 可以由 (9) 式计算:

$$MTBF_{ant} = [(F_{TR} \times MTBF_{TR}/N_{TR})^{-1} + (F_{CM} \times MTBF_{CM}/N_{CM})^{-1}]^{-1} \quad (9)$$

其中 F_{TR} , F_{TM} 是天线正常工作条件下最多允许损坏的 T/R 模块和控制模块的数目, N_{TR} , N_{CM} 是它们的总数目, $N_{TR} = 5832$, $N_{CM} = 18$ 。

3.2 有源相控阵天线在部分组件损坏时的性能计算

为了计算天线的平均损坏时间, 我们需要知道最多允许损坏的 T/R 模块和控制模块的数目, 因此我们需要定义天线可正常工作的指标并以此为依据计算 T/R 模块和控制模块损坏对天线性能的影响。组件损坏一般不会使天线主瓣宽度显著减小, 通常情况下它会使天线主瓣宽度增加、旁瓣抬高, 严重时还会出现主瓣分裂, 这都会使天线方向图的积分旁瓣比减小, 受它影响最显著的雷达性能指标就是雷达距离和方位模糊度的增大。由于雷达模糊度由处理带宽内的主瓣能量与其它部分能量的比值决定, 所以我们定义处理带宽内积分旁瓣比 $ISLR_b = 10 \lg(\text{处理带宽内的主瓣能量} / \text{其它部分辐射能量})$ 作为天线性能的主要判据。若 $ISLR_b$ 的下降小于 3dB, 雷达工作时的各性能指标还能满足本文前面所制订的要求, 因此我们以 $ISLR_b$ 下降 3dB 作为天线能够正常工作的门限。我们分别计算了 T/R 模块和控制模块随机损坏时天线方位向和距离向 $ISLR_b$ 下降的情况, 结果如图 6 所示:

图 6(a), 6(b) 为控制组件和 T/R 组件损坏对天线方位向 $ISLR_b$ 的影响, 图 6(c), 6(d) 为控制组件和 T/R 组件损坏对天线距离向 $ISLR_b$ 的影响。由图 6(a) 和 6(c) 我们可以得知, 控制组件损坏对天线方位向影响较小而对距离向影响较大, 当控制组件损坏超过 6 个以后, 距离向 $ISLR_b$ 的下降已大于 3dB, 因此最大允许损坏的天线控制组件的数目为 $F_{CM} = 6$; 由图 6(b) 和 6(d) 可知, T/R 组件损坏对天线距离向影响较小而对方位向影响较大, 当 T/R 组件损坏超过 2556 个以后, 方位向 $ISLR_b$ 的下降将大于 3dB, 因此最大允许损坏的天线 T/R 组件的数目

为 $F_{TR} = 2556$ ，假设 T/R 组件的平均损坏时间 $MTBF_{TR} = 3000$ 小时，移相网络控制组件的平均损坏时间 $MTBF_{CM} = 2000h$ ，则天线平均损坏时间 $MTBF_{ant} = [(2556 \times 3000/18^3)^{-1} + (6 \times 2000/18)^{-1}]^{-1} = 442.4h$ 。

3.3 提高有源相控阵天线工作可靠性的措施

由于天线的工作寿命由其各个子模块的工作寿命共同决定，要想延长天线的工作寿命有两种方法，一是延长天线中每一个子模块的寿命，二是采用冗余设计，通常情况下要达到相同的效果后者的难度及成本都会比较低。图 7 显示了冗余设计的概略思想，其中控制模块和 T/R 模块的冗余度分别为 A_{CM} 和 A_{TR} ，由于天线 T/R 组件的数目与控制组件相比要大许多，而且天线保持正常工作所允许损坏的 T/R 组件的数目也比较大，考虑到这些因素，我们取 T/R 组件的冗余度为 $A_{TR} = 1$ 即不用冗余设计而只在数目较少的控制组件的设计上使用冗余设计，采用了这种冗余设计的天线的平均损坏时间为

$$MTBF_{ant}^R = [(F_{TR} \times MTBF_{TR}/N_{TR})^{-1} + (A_{CM} \times F_{CM} \times MTBF_{CM}/N_{CM})^{-1}]^{-1} \quad (10)$$

当馈电控制模块的冗余度 $A_{CM} = 2$ 时，我们计算有冗余设计的有源相控阵天线平均损坏时间为 $MTBF_{ant}^R = [(2556 \times 3000/18^3)^{-1} + (2 \times 6 \times 2000/18)^{-1}]^{-1} = 662.0 h$ ，相对于没有采用冗余设计的有源相控阵天线，它只多采用了 18 个控制模块备份，但其工作寿命却比原来的 442.4h 有了显著的增加。

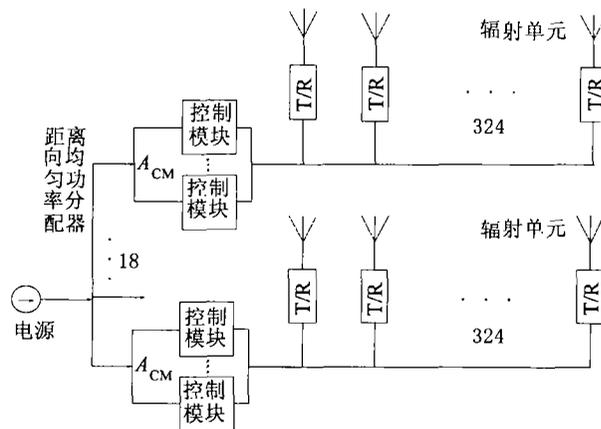


图 7 有源相控阵天线馈电网络冗余设计示意

4 星载合成孔径雷达有源相控阵天线新技术

近年来，随着新技术、新工艺的发展，相控阵天线的设计和制造方法也有了很新的进展。单片微波、毫米波集成电路 (MMIC) 技术的发展及其在天线 T/R 组件上的应用使得天线 T/R 组件网络的集成度、规模及组件的同一性和稳定性显著提高，同时其体积和成本却在不断下降。同时相控阵天线计算机辅助设计技术的不断提高也使更大规模更复杂的包含多级次阵、子阵，波瓣形状复杂的相控阵天线设计成为可能。所有这些新技术的使用与发展都将使有源相控阵天线能够满足星载合成孔径雷达对其天线的越来越复杂的要求，成为星载合成孔径雷达天线家族中最主要的类型。

参 考 文 献

- [1] John C. Curlander, Robert N. McDonough, Synthetic Aperture Radar-Systems and Signal Processing, New York, John Wiley & Sons, 1991, 71-125, 294-309.
- [2] R. L. Jordan, B. L. Huneycutt, M. Werner, The SIR-C/X-SAR synthetic aperture radar system, Proc. IEEE, 1991, 79(6), 827-837.
- [3] 刘瑞祥, 阵列天线分析与综合, 北京, 北京工业学院出版社, 1987, 176-193, 321-386.
- [4] Constantine A. Balanis, Antenna Theory-Analysis and Design, New York, John Wiley & Sons, 1997, 339-378.
- [5] A. K. Agrawal, E. L. Holzman, Active phased array design for high reliability, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1999, 35(4), 1204-1210.

STUDIES ON THE ACTIVE PHASED ARRAY
OF SPACE-BORNE SYNTHETIC APERTURE RADAR

Wang Zhensong Ding Ding*

*(Inst. of Computing Tech., Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)***(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)*

Abstract The effects on performance of the space-borne Synthetic Aperture Radar(SAR) due to antenna pattern and the beam steering are studied, especially emphasis on the ambiguities, the spatial resolutions and the signal to noise ratio. The directivity control and beam forming of active phased array are studied. Based on these studies, the phased array for the two swaths space-borne scan-SAR system is designed and simulated. Furthermore, the reliability of the phased array is studied and a high reliable design utilizing redundancy is proposed.

Key words Space-borne synthetic aperture radar, Active phased array, Ambiguity, Antenna reliability

王贞松: 男, 1945年生, 研究员, 博士生导师, IEEE 会员, 主要从事无线电物理, 微波遥感技术, 合成孔径雷达与通信系统, 实时信号处理方面的研究.

丁 丁: 男, 1974年生, 博士生, IEEE 学生会会员, 主要研究领域为合成孔径雷达成像, 遥感图像处理.