

〔苏联〕A. A. 盖尼克著

微波测距仪

梁增勇等译 胡明城校

中国工业出版社

[苏联]A. A. 盖尼克 著

微波测距仪

梁增勇等译 胡明城校

中国工业出版社

А. А. Генике
ГЕОДЕЗИЧЕСКИЕ ФАЗОВЫЕ РАДИОДАЛЬНОМЕРЫ
Госгеолтехиздат Москва 1963

* * *
微波测距仪
梁增勇等译 胡明城校

*
国家测绘总局测绘书刊编辑部编辑 (北京三里河国家测绘总局)

中国工业出版社出版 (北京佳林路四10号)

北京市书刊出版业营业许可证出字第110号

中国工业出版社第四印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行·各地新华书店经售

*
开本 $850 \times 1168\frac{1}{32}$ ·印张5·字数128,000

1965年11月北京第一版·1965年11月北京第一次印刷

印数0001—1740·定价(科五)0.70元

*
统一书号: 15165·4165 (测绘-153)

本书譯自苏联中央測绘科学研究所1963年出版的第164期著作集，其中附录部分摘譯自美国商务部海岸大地測量局1961年出版的微波測距仪作业手册。前者着重闡述微波測距仪的工作原理，微波传播問題，选择各主要参数的依据，誤差分析，微波測距仪的进一步改进，也敘述了測算方法；后者主要是敘述作业方法和仪器的故障排除，綜合了美国海岸大地測量局几年来从事微波測距的作业經驗。因此，本书兼备微波測距的理論和实践，內容比較完整，既有助于作业人员，又可作为科研人员 and 測量院校师生的参考书。

本书由梁增勇同志翻譯，附录部分由刘荣和侯开宗同志翻譯。

目 录

緒 論	1
第一章 微波测距仪工作原理	6
§ 1. 相位法测距的物理基础	6
§ 2. 微波测距仪內的相位关系	16
§ 3. 微波测距仪接收发射系統內時間延迟改正数消除 方法的論証	34
§ 4. 扫描圓偏心誤差消除方法的論証	37
§ 5. 待测距离多值性的解决	39
§ 6. 被复地面反射对微波测距成果的影响	45
第二章 有关无线电波传播的某些問題	53
§ 7. 近地大气层无綫电波的传播速度	53
§ 8. 被复地面对于厘米无綫电波的反射	59
§ 9. 厘米无綫电波的繞射和折射	62
第三章 选择微波测距仪主要部件的依据	67
§ 10. 对微波测距仪结构的一般要求	67
§ 11. 載頻的选择	70
§ 12. 测距頻率的选择	72
§ 13. 調制	75
§ 14. 外差	76
§ 15. 中頻放大器	77
§ 16. 低頻系統	78
§ 17. 指示設備	79
第四章 微波测距作业方法	80
§ 18. 总述	80
§ 19. 削弱被复地面反射影响和选择最有利地形条件的問題	80
§ 20. 最有利的天气条件及測量時間的选择	91
§ 21. 零点差改正数的測定	94
§ 22. 测距頻率的校准	97

IV

§ 23. 关于編制高精度微波測距綱要的某些規定	102
第五章 微波測距成果的处理方法	105
§ 24. 处理的主要步驟	105
§ 25. 无綫电信号概略經歷時間的計算	105
§ 26. 无綫电信号精确經歷時間的計算	108
§ 27. 大气中无綫电波传播速度的計算	113
§ 28. 适用于度盘分划以长度为单位的微波測距仪的 距离計算方法	115
第六章 微波測距誤差分析	118
§ 29. 主要誤差来源	118
§ 30. 零点差改正数測定誤差	118
§ 31. 被复地面影响所产生的誤差	119
§ 32. 讀数誤差	120
§ 33. 所知的測距頻率の誤差	120
§ 34. 折射率求定誤差	121
§ 35. 所知的真空中电磁波传播速度的誤差	122
§ 36. 微波測距的总誤差	123
第七章 微波測距仪进一步的某些改进	127
§ 37. 微波測距仪結構的改进	127
§ 38. 指示設備的改进	129
附录 外业实施方法和故障排除	134
一. 作业准备和实施	134
二. 被复地面反射影响的解釋	140
三. 外业中故障的排除	142
四. 微波測距导綫的布設和測量	148
五. 微波測距仪用于布設基綫网和三边測量	151
参考文献	153

緒 論

提高直线丈量工作的劳动生产率，乃是大地测量生产中最现实的問題之一。利用卷尺和线尺量测距离，是一种很繁重的工作，因此这种测距方法不能使劳动生产率得到显著的提高。在起伏地区，这种测距方法还会遇到严重的困难。由于这些原因，到目前为止，直线丈量几乎只被用来测定基线的长度，使得具有发展前途的导线测量方法在国家大地网的布設中不能得到广泛应用。因而寻求新的、更先进的测距方法就具有重大意义。目前，以测定电磁波经历待测距离的时间为基础的测距方法，已经研究成功，并获得实际应用。

新的测距方法的研究，其基本任务是：

- (1) 选择电磁波的最佳波段；
- (2) 选择电磁波传播时间最有效的测定方法。

按照 Г.С. 兰斯别尔格的說法：“……电磁波的波譜是一个連續无間的排列，从波长无限长的电磁波（相当于直流电）一直排列到波长以千分之几埃計的波^①”。而不同波段的电磁波具有极其不同的性质。因此，为了正确选择波段，必須首先从测距观点出发，規定这些波所应滿足的基本要求。这些要求可陈述如下：

- (1) 在任何气象条件下，波应在待测距离范围内自由传播；
 - (2) 对于給定的气象条件，电磁波传播速度应为已知，且具有所要求的精度；
 - (3) 电磁波传播軌道应为已知；
 - (4) 周围地物对波的反射应最小；
 - (5) 能利用不太复杂的技术設備发射和接收电磁波。
- 在已为現代技术所掌握的波譜中，光波能最充分地滿足上述

① Г.С. 兰斯别尔格《光学》人民教育出版社 1957（中譯本）370頁。

要求。但在利用光波时，也遇到两个主要困难：

雾和輕雾能强烈地吸收光波；

白天接收弱光信号在技术上很困难。

这些困难使适宜于光速测距仪测距的时间很受限制，因为只有通視良好的条件下才能进行测量，而通常只在晚間进行测量。

利用波长較长的电磁波（无线电波）虽能克服上述困难，但这时又产生一些特殊困难，它們是：

（1）被复地面及与测线毗連的地物的反射十分显著，致使接收設備同时收到經历了不同距离的无线电波；

（2）气象因素（温度、气压和湿度）对无线电波和光波的传播速度都有着极大影响，而空气湿度对无线电波传播速度的影响，較之对光速要大很多倍。

除此而外，随着波长的增加还产生另一些困难：

（1）天线設備尺寸的加大，使发射中心难以确定；

（2）长波有較强的繞射，此时，虽然可以量测不能直接通視的测线，但无线电波传播軌道的弯曲却很难計算；

（3）“起飞”和“着陆”地段^①面积的增大，使被复地面的电性质对无线电波传播速度的影响增大。

由于这些困难，使得在現代技术水平之下，只有采用厘米波段的无线电波方能精确地量测距离。

至于談到测量电磁波传播時間的方法，則目前大多采用脉冲法和相位法。

在利用脉冲法时，能量以不連續的短脉冲的形式輻射出来，測量由发射到接收所經历的时间。为了提高时间的測量精度，不得不利用寬度为若干毫微秒^②的短沿脉冲，并以寬頻带系統发射此种脉冲。利用此种系統，欲获得稳定的脉冲時間延迟，却是

① Л. Н. 曼杰利什塔姆首先引用的術語“起飞”和“着陆”地段，系指靠近发射器和接收器且对无线电波传播速度有最大影响的地段。

② 1 毫微秒 = 10^{-9} 秒，文献中或記作 $m\mu s$ 。

很困难的，而且仪器既复杂又笨重。因此，尽管使用脉冲法极易消除由被复地面所反射的无线电波的影响，但在目前，脉冲系统在精密测距中并未获得广泛的应用。

相位法的特点是发射等幅振荡，根据发射的波和接收的波之间的相位差确定距离。利用相位系统能较精确地测量电磁波沿测线经历的时间，且能用适当的测量方法以消除测距设备电路中的时间延迟。

这种系统的主要缺点是：为解决所谓待测距离的多值性问题，必须使仪器复杂化。尽管如此，相位系统正被广泛地用于精密测距。

当然，促使相位系统目前优先应用于精密测距的一些优点，并不是一下子就显示出来的。几十年来，一直进行着相位式和脉冲式测距系统科学技术工作原理的研究。

在第二次世界大战期间和战后，无线电测距系统得到了极大发展。这一时期研究成功了一系列的无线电测距系统：脉冲式的有吉依 (Gee)、罗兰 (Loran)、绍兰 (Shoran)、雷姆 (Рем) 等系统；相位式的有笛卡 (Decca)、雷第斯特 (Raydist)、拉那 (Rana) 等系统。但由于笨重、复杂和精度较低，这些系统只在个别情况下被应用于大地测量工作（例如长距离测定，和布设长边三角网）。

根据南非三角测量司的定货，于1954年在南非科学研究所所长途通讯科研实验室，由T.L.威德利 (T.L.Wadley) 领导下开始了超短波大地无线电测距仪的制作。要求该仪器符合下列几点：

(1) 测距精度高——保证仪器有应用于一等大地测量工作的可能性；

(2) 维护简便——使该仪器在野外条件下，能由不具备电子学专门知识的测量工作者或其他工作人员使用；

(3) 重量轻、便于携带、可以很方便地架设在工作地点；

(4) 结构牢固可靠；

(5) 能够在任何气象和地理条件下进行观测。

于1957年，大地无线电测距仪的制作顺利完成。所制成的名为 tellurometer 的相位式大地无线电测距仪（MRA-1 型微波测距仪——譯者），符合了上述大部分要求。其重量輕、精度較高、维护簡便和观测持续时间短，使微波测距仪得以迅速运用于测量生产中。

該微波测距仪的制成，也成了制作一系列超短波大地无线电测距仪的推动力，到1960年，微波测距仪的各种变形已在苏联、匈牙利和美国研究成功。

首批微波测距仪模型，由置于测线两端的結構相似的两个台（主台和副台）組成，只能在主台讀数。在使用过程中，发现制作主、副台能互换的仪器較为合理，这样，在大量测距生产中仪器轉移次数将会减少。况且，使用能兼作主、副台的仪器，由于同一距离可自测线两端測定，使得量测成果可以检核。使用过程中，同时还发现了研究测距精度与外界因素之关系的可能性，这将有助于测距精度的提高和扩大我們对近地大气层中无线电波传播速度的认识。

随着微波测距仪使用經驗的积累，其結構及測量和計算距离的方法不断获得完善。因而，微波测距仪的使用范围日益扩大。各国发表了很多关于微波测距仪构造及其工作方法的文章。这些文章的作者們提出了很多观点，有时它們則互相矛盾。但对已有研究結果的綜合分析是不够的。只須指出，到目前为止，尚未发表过足够完整地闡明微波测距仪工作原理的文章。所有这一切都阻碍着微波测距技术的进一步发展。本书试图弥补这一缺陷。与此相应，本书共分七章。

第一章論述微波测距仪的理論基础，消除被复地面影响的方法以及解决测距多值性的方法。

第二章叙述无线电波传播的某些問題，折射率及传播速度的測定。

第三章闡述对微波测距仪各主要部件的最重要的要求，有关載頻与测距頻率的选择以及对仪器整体結構的意見。

第四章叙述测距方法以及最有利的地形和气象条件的选择。

第五章分析测距成果处理的方法。

第六章論及使用微波测距仪时产生的测距誤差，提出削減这些誤差的見解。

第七章闡述微波测距技术进一步发展的問題。

最后，在附录部分着重闡述作业方法和仪器的故障排除，其中綜合了美国商务部海岸大地測量局数年来从事微波测距的外业經驗。

第一章 微波测距仪工作原理

§ 1. 相位法测距的物理基础

通过不同路程的两相干电磁波的相位差，与該两电磁波通过这些路程所经历的时间差成正比，这就是相位法测距的基础。假如波在均匀介质中传播，則其传播速度可视为固定值。这时，传播时间正比于所通过距离之差。

图 1 给出最简单的相位式无线电测距仪方框图。

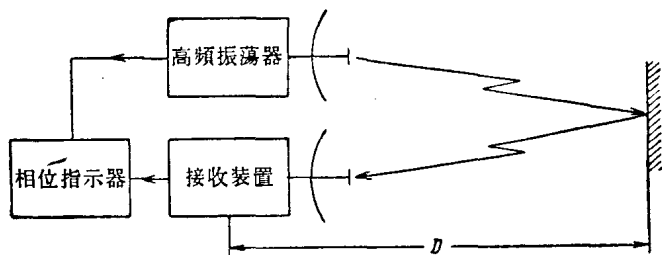


图 1 最简单的相位式无线电测距仪方框图

假设高频振荡器产生的电磁波由天线系统发射，电磁振荡的表示式为

$$u = U_m \sin(\omega t + \varphi_0) = U_m \sin \psi,$$

其中 U_m ——电磁波的振幅； ω ——角频率； t ——时间； φ_0 ——初相； $\psi = \omega t + \varphi_0$ ——相位。

经过时间 τ 后（ τ 为电磁波到达远处目标往返传播所需的时间），从高频振荡器到相位指示器沿最短路程传播的电磁波的相位改变了 $\omega\tau$ ，它等于

$$\psi' = \omega(t + \tau) + \varphi_0.$$

（略去在无线电测距仪系统内和在远处目标反射时所产生的信号延迟）。

利用相位指示器記錄相位差：

$$\Delta\phi = \phi' - \phi = \omega\tau. \quad (1)$$

此时的向量图如图 2 所示。

相位測量中經常要考慮相位角的符号。为此，通常將經過最短路程的信号視為基准信号。这时，来自远方的信号，其相位相对于基准信号滞后，也就是說相位偏移为負值。因而文献中經常把沿着测线传播的波的相位偏移，給以負号。

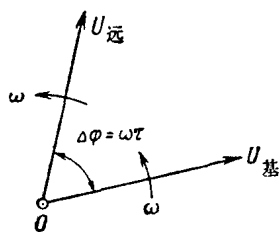


图 2 加于相位指示器电压的向量图

在相位測量中，相位比較过程是连续的。由于脉冲性质的干扰影响的减小，使得相位測量較之脉冲測量有很大的优越性。

假定电磁波以速度 v 沿接近直线的軌道传播，則传播時間 τ 和待测距离 D 由简单的关系式相联系：

$$\tau = \frac{2D}{v}. \quad (2)$$

將 τ 值代入 (1) 式，得

$$\Delta\phi = \omega \frac{2D}{v}. \quad (3)$$

由 (3) 式易于求出距离 D ：

$$D = \frac{v}{2\omega} \Delta\phi. \quad (4)$$

所以，为了求出距离，必須知道电磁波传播速度、振盪频率和远方信号相对于基准信号的相位差。

因为相位指示器只能直接測定在相位变化一周期范围内的相位差（即由 0 到 2π ），所以式 (1) 和 (4) 的一般形式如下：

$$\Delta\phi = 2\pi N + \Delta\phi = \omega\tau; \quad (1')$$

$$\begin{aligned} D &= \frac{v}{2\omega} (2\pi N + \Delta\phi) = N \frac{v}{2f} + \frac{v}{2\omega} \Delta\phi = \\ &= \left(N + \frac{\Delta\phi}{2\pi} \right) \frac{\lambda}{2}, \end{aligned} \quad (4')$$

式中 N ——对应于相位差变化整周期数的整数； $\Delta\varphi$ ——一周期范围内的相位差，它由指示设备量测； $f = \frac{\omega}{2\pi}$ ——振盪頻率； λ ——波长。

由于 N 为未知，所以产生了为一切相位式测距仪所共有的待测距离多值性問題。

为了解决多值性問題，必須利用其它的測量頻率。在微波测距仪中解决多值性的方法見本章 § 5。

在很多无线电测距系統內，載頻振盪同时又是测距振盪^①。而对精密测距來說，这些职能实际上是不相容的，因为用超短波作为测距波，将会使获得高稳定度的振盪 $\left(\frac{\Delta f}{f} \approx 1 \cdot 10^{-6}\right)$ 以及解决所测距离多值性方面，遇到严重困难。因而在現有微波测距仪中，載波頻率同测距頻率的职能是分开的。

测距頻率的振盪通常由石英振盪器产生，它用来調制超短波振盪器。超短波的作用只是将测距頻率从一点运載到另一点。

目前研究出来的相位式无线电测距仪有两种，一种带有源轉发器，另一种带无源轉发器。所謂无源轉发器，系指不經放大地把无线电波反射回来的專門裝置。带无源轉发器，并以超短波段工作的无线电测距仪，因其作用距离較短，使应用范围受到限制，即当所采用的天线设备的尺寸适用于携带式仪器时，此作用距离不超过 8—10 公里。况且，应用这种无线电测距仪时，尚需采取專門措施，以区别由轉发器和其他目标反射的信号。

带有源轉发器的无线电测距仪已得到广泛应用。轉发器接收通过待测距离的无线电信号，将其放大，并向相反方向发射回去。

图 3 是量测調制頻率相位差的无线电测距仪方框图。在此线路中，为削弱发射器对本身接收器的影响，往、返方向采用不同的載頻 ω_{H_1} 和 ω_{H_2} 发射。本綫路的主要缺点，乃是在两站发射-接

① 按其相位移动测定距离的振盪称为测距振盪（直譯应为比例尺振盪。——譯者注）。

收器电路中有着显著的相位延迟积累, 并且无法消除。

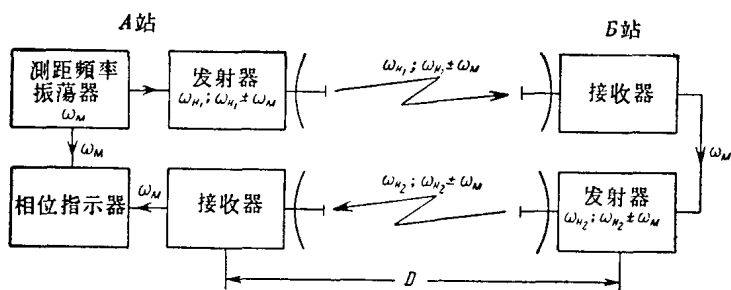


图 3 量测调制频率相位差的无线电测距仪方框图

另一形式的无线电测距仪为三十年代试制成功的 MIII（曼杰利什塔姆——帕帕列克西——谢戈列夫）无线电测距仪。其方框图见图 4。它的特点是根据电子束管上的李萨如图形, 测量倍

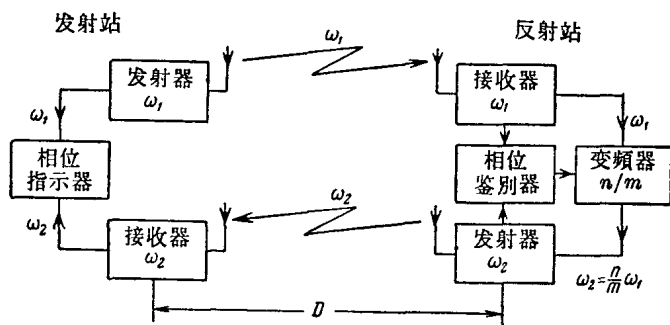


图 4 MIII 无线电测距仪方框图

频的相位差。在反射站, 利用相位鉴别器保持着接收信号和发射信号之间的强制相位差。但相位差保持的精度很低, 且主站接收-发射电路中的相位偏移根本无检核。此外, 同时兼有载频和测距频率的作用, 也是本线路图的缺点。

最有前途的线路图, 要算是曼杰利什塔姆和帕帕列克西在 1930 年提出的非相干相位式无线电测距仪。非相干相位式无线电测距仪的作用原理, 在于用外差方法变换两振荡的频率时, 其相

位关系保持不变。下面给出这一重要论点的证明。

假定测距频率振荡器的振荡被加在两个混频器上 (图 5): 加到混频器 I 的振荡, 直接来自测距频率振荡器; 加到混频器 II 的振荡, 则经过仿真延迟线。

以下式表示测距频率振荡器输出端电压:

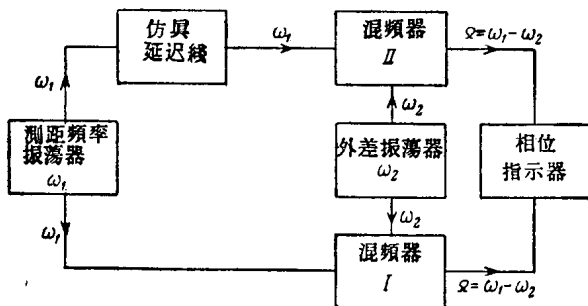


图 5 使用差频量测相位差原理图

$$u_1 = U_{m1} \sin(\omega_1 t + \varphi_{01}).$$

这时, 仿真延迟线输出端电压等于

$$u'_1 = U'_{m1} \sin[\omega_1(t - \tau) + \varphi_{01}],$$

式中 τ ——仿真线时间延迟。

加在混频器 I 和 II 上的振荡的相位差, 将等于

$$\Delta \varphi_{\omega_1} = (\omega_1 t + \varphi_{01}) - [\omega_1(t - \tau) + \varphi_{01}] = \omega_1 \tau. \quad (5)$$

同时加在这些混频器上的还有来自外差振荡器的振荡, 其电压表示式为

$$u_2 = U_{m2} \sin(\omega_2 t + \varphi_{02}).$$

欲获得组合频率, 混频器的伏安特性曲线必须呈非线性。为了计算简便, 将视此特性曲线为二次曲线, 即令流经混频器的电流 i 等于

$$i = \beta u^2,$$

式中 β ——比例系数。

在此种情况下, 流经混频器 I 的电流由下式决定:

$$i = \beta(u_1 + u_2)^2 = \beta[U_{m1}^2 \sin^2(\omega_1 t + \varphi_{01}) + 2U_{m1}U_{m2} \sin(\omega_1 t + \varphi_{01}) \cdot \sin(\omega_2 t + \varphi_{02}) + U_{m2}^2 \sin^2(\omega_2 t + \varphi_{02})].$$

在混頻器輸出端分出差頻振盪:

$$\Omega = \omega_1 - \omega_2;$$

这时,

$$i_{\Omega} = \beta U_{m1} U_{m2} \cos(\Omega t + \varphi_{01} - \varphi_{02}).$$

混頻器 I 输出的低頻电压为

$$\begin{aligned} u_{\Omega} &= i_{\Omega} r_{H\Omega} = \beta r_{H\Omega} U_{m1} U_{m2} \cos(\Omega t + \varphi_{01} - \varphi_{02}) \\ &= U_{m\Omega} \cos(\Omega t + \varphi_{01} - \varphi_{02}), \end{aligned}$$

式中 $r_{H\Omega}$ —— Ω 頻率振盪的負載电阻。

与此相似, 混頻器 II 输出的电压为

$$u'_{\Omega} = U'_{m\Omega} \cos(\Omega t - \omega_1 \tau + \varphi_{01} - \varphi_{02}).$$

借助于相位指示器, 我們將測定出二差頻振盪間的相位差:

$$\Delta\psi_{\Omega} = (\Omega t + \varphi_{01} - \varphi_{02}) - (\Omega t - \omega_1 \tau + \varphi_{01} - \varphi_{02}) = \omega_1 \tau. \quad (6)$$

比較公式 (5) 和 (6), 我們有

$$\Delta\psi_{\Omega} = \Delta\psi_{\omega_1}, \quad (7)$$

即用外差方法变换頻率时, 两振盪的相位差保持不变。此关系式由 Л.И. 曼杰利什塔姆首次証明。

图 5 所示的线路图能較容易地改变为无线电测距仪线路图。为此, 需將测距頻率振盪器、混頻器 I 和相位指示器置于测线一端 (A 站), 而將外差振盪器和混頻器 II 置于另一端 (B 站)。

曼杰利什塔姆和帕帕列克西于 1930 年提出的这种无线电测距仪 (发明証书 №27638) 方框图見图 6。

图 5 和图 6 給出的略图有着以下非原則性的差异:

(a) 以接收器-混頻器代替图 5 中的混頻器, 这里不仅进行信号混頻, 而且进行信号的放大。后者之所以必須, 是由于經期待测距离后的信号有显著的衰减。

(6) 以无线电波沿测线传播時間所产生的時間延迟, 代替仿真延迟线。而这种延迟不仅为测距頻率振盪器振盪所經受, 同样为外差振盪器振盪和差頻振盪所經受。