第一章　船位测定系统

船舶在航行中是依靠船位测定系统与船位推算系统来确定船位的。船位测定的一般方法是大洋中航行时，用天体或罗兰、奥米加、NNSS等来测定船位；沿岸航行时，还用台卡、雷达、测向仪和目视物标等来测定船位。这些测定方法在一些专业书中已作详细介绍，这里仅以表1-0-1作一比较。

表1-0-1　主要船位测定方法比较表

使用性能 / 定位方法	海域	频率	测定方式	接收时间	精度	自动化程度
天体测量	全球		测恒星、月亮、行星	晴天	1n mile	半自动化
罗兰A	地波{日 700n mile 夜 450n mile 天波夜间 1400n mile	1.75～1.95MHz	测时差	在工作区域内随时接收	地波 1.5 n mile 天波 5～7n mile	
罗兰C	地波 1200n mile 天波 2300n mile	100kHz	测时差 测相位差	在工作区域内随时接收	0.1～1 n mile	自动
台卡	以发射台为中心 250n mile	100kHz	测相位差	在工作区域内随时接收	0.2n mile	
奥米加	全球	10.2kHz 12.75kHz 13.6kHz	测相位差	随时接收	1n mile	自动修正非常困难
NNSS	全球	150MHz 400MHz	测多普勒频移	约90分钟一次	定点 0.2n mile 航行 0.2～1 n mile	自动

这一章中，将介绍目前应用较为广泛的自动罗兰C、海军导航卫星系统(NNSS)以及即将全面投入使用的全球定位系统（GPS)。在介绍GPS系统的工作原理时，还将着重介绍伪随机噪声码的测距技术。

第一节　　自动罗兰 C

罗兰 C是一种脉冲相位差双曲线导航系统，它是在罗兰 A 基础上发展起来的。其基本原理是：用脉冲包络重合进行粗测；用载波相位重合进行精测。载波相位重合的测定精度要比脉冲包络重合的测定精度高 10 倍以上。罗兰 C 系统采用 100kHz 低频频率、长基线，并采用相位编码、相关检测等先进技术，它的地波作用距离可达 1000——2000n mile。所以罗兰 C 是一种远程高精度导航系统。

目前常见的船用罗兰 C接收机分两类：一类是 A/C 两用接收机，这种接收机既能接收罗兰 A 信号，又能接收罗兰 C 信号 电路结构基本上与罗兰 A 接收机一样，只不过多增加了一个罗兰 C信号的接收通道，并使副台座也能在上扫描线上出现，从而可对各副台进行测量；在快速扫描档增加一个周期匹配工作方式，以便比较载波相位来进行时差精测。其原理是利用罗兰 C 脉冲群的第一个脉冲测量时差，利用其包络进行粗测，并利用主副台脉冲群中的第一个脉冲内载波的前三周信号相位的重迭来进行时差精测。由于显示屏上显示的不是包络线，而是 100kHz 的载波波形，在快速扫描中能直观地确定信号起始区，且载波信号的波形不因干扰而失真，特别是前三周信号，它们不受天波干扰，故用载波前三周来作主副台脉冲前沿的精确重合。这种接收机的测量精度受信噪比影响较大，在信噪比为 5∶1 时，均方差可达 1μs～2μs。它的结构较简单，价格较便宜，但是无法利用罗兰 C 信号相位编码的特点来取得较高的精度和在高噪声电平场合下工作。这种接收机没有发挥罗兰 C信号的主要优点。

另一类是自动罗兰 C 接收机。它采用了先进的相位编码和相关接收技术，并配备有专用的计算机或微处理机，实现了全自动和高精度测定相位差的优点。其主要特点如下：

(1)由于采用相位编码技术，所以系统具有一定的保密性，抗干扰能力较强；

(2) 由于采用相位编码与相关接收技术，能自动多次积累岸台脉冲群（连续的 8 个脉冲为一群)信号的能量，使信号电压比单个脉冲大数十倍，因而在远距离上，仍能从大片噪声杂波中检测出被淹没的微弱岸台信号，显著地增大了工作距离。当岸台峰值幅射功率为 1 兆瓦时，白天地波有效工作距离最远可达 2000n mile，夜间最差时约 1000n mile；

(3)由于应用了采样和锁相技术，能自动消除天波干扰和进行周期识别，自动地和高精度地测定射频周波的相位差（仍显示为时差）。在信噪比为 1∶5 时，自动测量的均方误差≤0.3μs；

(4)备有专用的计算机或微处理机，可进行自动搜索、自动识别主台和各个副台，自动进行相位精确跟踪，还可将测得的时差自动转换为船舶的地理坐标（φ, λ）。

这种接收机的主要缺点是结构较复杂，价格较高。另外，限于当前的技术水平，这种接收机还不能自动测定天波的相位差，未能发挥罗兰 C 系统天波信号的作用。

本节主要介绍自动罗兰 C接收机的原理。

这种接收机可以用图 1-1-1表示。

我们可以把整机除接收通道外，看成三个独立的分支，即

(1)主台 M 信号分支

接收 M 信号，产生并保持与主台信号第 8个脉冲采样点精确重合的时间基准信号。

(2)副台 S_1 信号分支

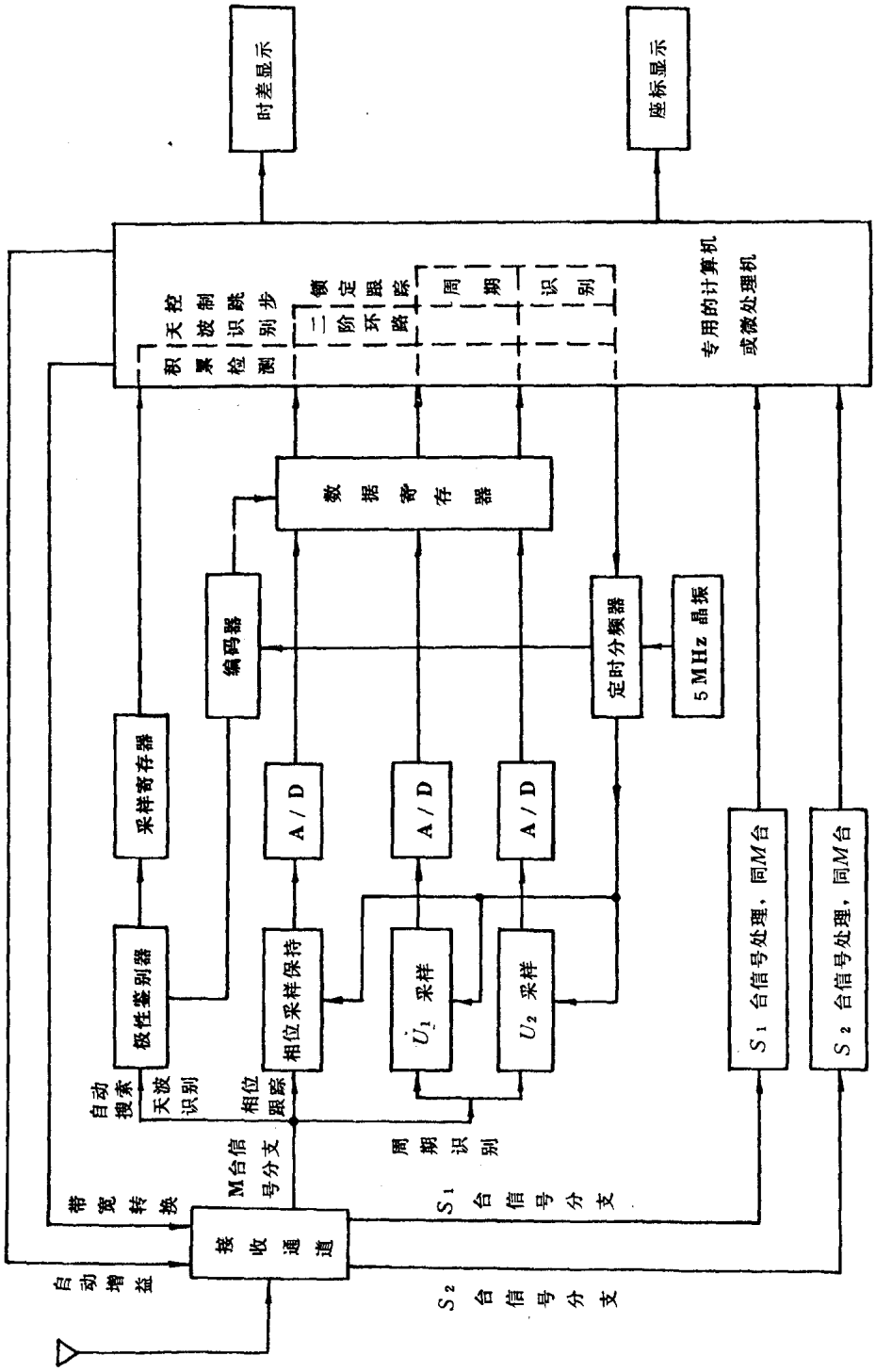


图 1-1-1　自动罗兰 C接收机方框图

(3)副台 S_2 信号分支

副台 S_1、S_2 信号分支的作用与 M 台分支相同。各台的时基信号随时与本台第 8 个脉冲的采样点精确重合和跟踪。以三个台的时基脉冲输入计数器去启闭计数门，则求得 M、S_1 时基脉冲的时间间隔，即 M、S_1 台对的时差 $\Delta t_{M,S_1}$ 求得 M、S_2 时基脉冲的时间间隔,即 M、S_2 台对的时差 $\Delta t_{M,S_2}$。测定的是台对时基信号之差，而实质上是代表台对信号之时差。时基信号虽然对的是主、副台第 8 个脉冲,但由于其余脉冲 (1～7)与第 8 个脉冲都保持着固定的对应关系,所以主副台第 8 个脉冲间的时差，即代表了任意对应脉冲间的时差。

上述每一个分支，又分别包括:①自动搜索和天地波识别电路;②相位跟踪电路;③周期识别电路,见图 1-1-1 中专用的计算机或微处理机方框内的相应功能。每一分支在实际结构上并非完全独立,若干单元仍是公用的,为了便于理解,可作示意图 1-1-2。

显然,要掌握自动罗兰 C 接收机的原理，就必须掌握以下三个原理：自动搜索和天地波识别原理，相位跟踪原理及周期识别原理。下面将分别予以介绍。

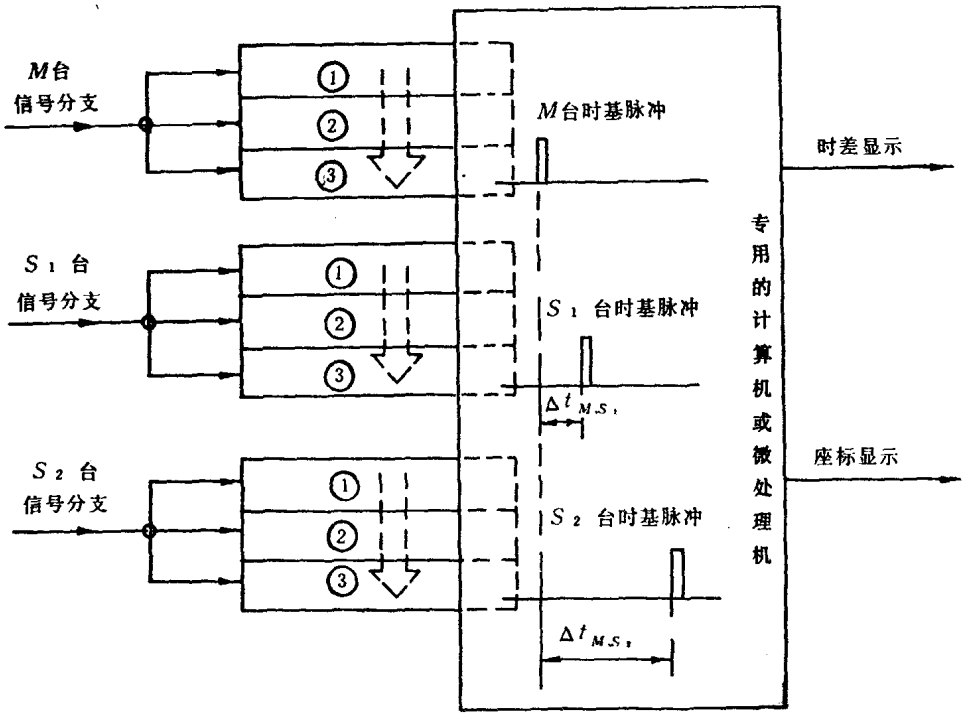


图 1-1-2 自动罗兰 C接收机示意图

一、几个有关的概念

1. 罗兰 C信号与传播特性

这里主要讨论罗兰 C 系统信号参数选择的问题。

在设计任何无线电导航系统时，首先应该考虑的是无线电波的传播特性以及这种传播特性对导航系统的影响。超高频频段以下的无线电波，都在不同程度上受到电离层的反射。由于反射波传播的路径是变化的，因此，用天波来进行高精度导航显然是不合适的。对于罗兰 C来说，必须工作在地波的基础上，才能获得高精度。台卡系统就是利用 70～130kHz 低频的地波传播特性。但由于采用的是连续波,使作用距离受到了限制,当超过某一距离时,天波的强度比起地波已不可忽视，合成信号的相位发生显著变化，引起测量误差剧增，从而破

坏了系统的正常工作。而罗兰 A 是工作在 2MHz 中频上的脉冲系统，这虽然可以避免天地波干扰的弊病，但是由于 2MHz 的电波在地面上衰减较快，所以它的作用距离受到较大的限制。

罗兰 C 是工作在 100kHz 低频上的脉冲系统，这就可以克服上述两方面的困难。

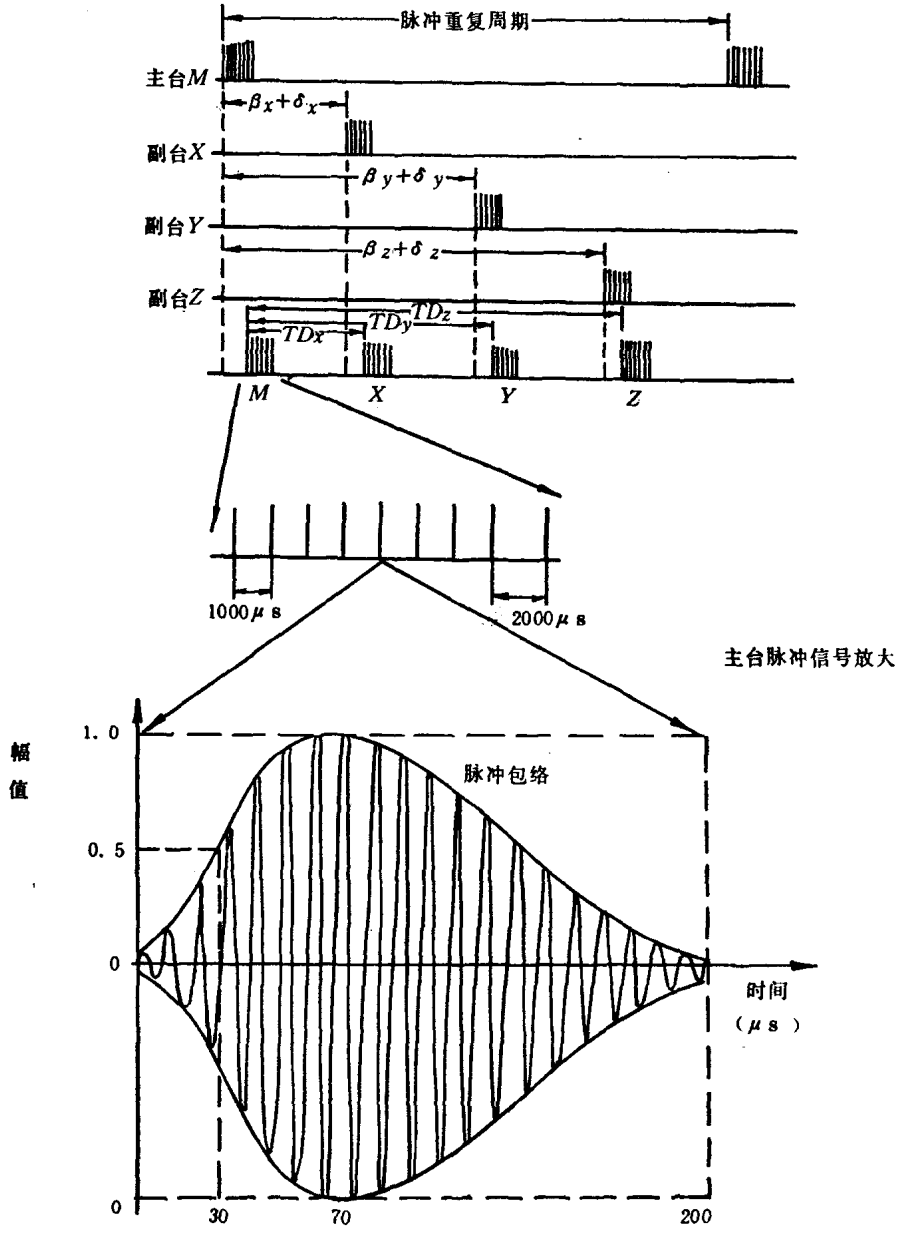


图 1-1-3 罗兰 C发射台发射信号

β_x、β_y、β_z 主台信号到各副台所需时间 δ_x、δ_y、δ_z 各副台编码延迟；

TD_x、TD_y、TD_z：接收指示器测出的各台时间差读数。

100kHz 电波传播中,其天波——白天由较低的 D 电离层(高度为 50～90km)反射,夜间由较高的 E 电离层(高度为 90～120km)反射。每一电离层还有一次反射、二次反射、以至多次反射波,但航海上用的主要是一次反射波。对于 100kHz 的电波，不可能出现更高的 F 电离层的反射波。

根据实测资料分析，天波相对于地波的延时，对于 100kHz 的电波来说,白天≥38μs,夜间≥54μs。延时量随着距离的缩短而迅速增大，当距离在 1000n mile 以上时,延时量逐渐趋于一个稳定值,白天约 38μs夜间约 54μs。这一点对设计高精度远程导航系统是十分重要的。显然,为了避免天波的干扰,应在地波信号出现后的前 38μs 内进行测量。

罗兰 C 发射的脉冲信号，是一组以连续的 100kHz 为中心频率的载波调制而成的信号。如将每一载波的峰值点连接起来，便形成了脉冲包络，如图 1-1-3 所示。包络的宽度约 200μs,在一个脉冲包络中约含 20 个射频波。最大幅度(峰值点)在 65～70μs 处,30μs 处的幅值约为峰值的 0.5。包络波形上升沿较陡、下降沿较平缓,在 30μs 处上升沿的斜率最大,也正是包络曲线的拐点之所在。

罗兰 C 发射台在一个脉冲重复周期中，不是发射一个脉冲，而是连续发射 8 个脉冲,每个脉冲之间各间隔 1000μs。这样设计的脉冲群不但能提高平均功率,而且还有利于实现相位差测定的自动化和提高测定的精度。

主台在第 8 个脉冲后,间隔 2000μs(也有间隔 500μs)增发第 9 个脉冲,以便于用视觉识别主、副台与在发射台故障或同步误差超过允许值时，发出闪烁或向左右跳动的告警信号。在自动罗兰 C接收机中，此脉冲不用。

接收机收到的罗兰 C 信号，通常是天地波合成波。为了测定主副台的地波时差，有必要确定一个主副台地波信号相比较的共同基准点,称为采样点 。各类接收机的地波采样点不完全一样，一般取在信号脉冲起点向后 30μs 的载波相位零点处,如图 1-1-4。

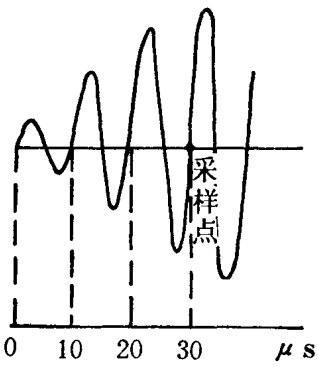


图 1-1-4 采样点示意图

从上面对 100kHz 电波传播特性的介绍可知，本脉冲的天波最早要在 38μs 以后出现。这样,在 38μs 以前接收到的罗兰 C 信号就仅是地波信号。所以，把采样点取在 30μs 处是合理的。在 30μs 采样点以前,进行包络或相位重合,可保证避免天波的干扰,测得台对的地波时差。同时,在 30μs 的载波相位零点处作采样点，便于实现相位自动跟踪。又由于在此处载波波形较陡，所以测定精度较高。

应该指出，用一般视觉方法搜索信号，精确确定脉冲上升沿的这个采样点是困难的，而利用计算机技术就能比较容易地实现自动搜索并精确确定这个采样点，因而也就能避免天波的干扰。

还有，在采样点上的脉冲功率只有峰值功率的 25%,这样,在采样点上进行测量就会降低信噪比。为此,罗兰 C 系统采用多脉冲发射以提高平均功率的方法来克服这一缺点。

2. 主、副台的识别、发射顺序与延时

罗兰 C 系统所有发射台的载频均相同，台链识别只能依靠于不同的脉冲重复频率（F'）或脉冲重复周期(T')。

为了便于识别主台和各个不同副台的信号，并保证各发射台的脉冲信号不致相互重迭

和干扰,各台间按照一定的顺序,分别间隔一个编码延时(Δ)依次发射。当三台一链时，次序为 $M—X—Y$;四台一链时,为 $M—X—Y—Z$ 五台一链时,为 $M—W—X—Y—Z$ 。因此,主台信号一旦确认，其余各发射台的信号也不难依次一一识别。

编码延时(Δ)是由计算确定的。在计算各个副台的编码延时时，必须考虑以下因素：

(1)为了避免主台（前序台）信号干扰副台（后续台）信号,副台应待主台脉冲群发射完毕并传播到副台后，才开始发射。因此，副台至少要延时：$\beta_{主副}+t_{主持}$。其 中

$\beta_{主副}$为电波由主台传到副台的时间，称基线延时；

$t_{主持}$为主台脉冲群持续的时间，等于 9000μs,相应的 $t_{副持}$为 7000μs。

每个副台的编码延时都不同，排列在较后的副台，当然要延迟更多的时间。

(2) 为了避免前序台的天波干扰后续台的地波，后续台还要延迟一个保护延时(δ)。据测定，前序台的足以产生干扰效果的多次反射天波，其最大延时不超过 2000μs,因此保护延时 δ 一般取 2000μs。

(3) 在满足以上条件的情况下，应尽可能地取较短的脉冲重复周期，以增加单位时间内的发射次数，从而增加平均发射功率。

执行时，各副台在接到主台第一个脉冲信号后，自动控制延迟一个各自的编码延时再发射，便可以保证预定的发射顺序。经过一些简化，可得各个副台编码延时的一般计算公式

$$\Delta_{主副_n}=t_{主持}+(n-1)t_{副持}+\beta_{主副_n}+n\delta+2\sum_{i=1}^{n-1}\beta_{主副_i}$$

其中：n——副台序号

这样设计各个副台的编码延时，就能避免前序台的天地波信号干扰后续台的地波信号，这一点是罗兰 C 正常工作的一个条件。

在实际操作时，可按照所选台链的脉冲重复周期 T' ,利用台链选择开关进行选择。接收机在按近似时差设定 S_1、S_2 副台后，能自动将基准脉冲带到所需副台附近，并自动搜索到该副台。近似时差可从导航图表上根据推算船位查找。 S_1、S_2 副台的设定,利用台对选择旋钮实现。

简单总结一下。通过合理的采样点的确定，避免了本脉冲的天波的干扰；通过合理的编码延时,避免了前序台的天地波的干扰。但是,还存在一个问题:由于在一个脉冲群中,前脉冲与后脉冲的间隔为 1000μs,每个脉冲约含 20 个射频波,脉冲的宽度约 200μs,因此,前脉冲的多次反射天波对后脉冲地波会产生干扰。同时，通过台链选择开关与台对选择旋钮，实现台链的选择并把基准脉冲带到所需副台附近。但是，主副台的自动识别的问题仍未解决，不能自动识别，就更谈不上实现自动搜索。为此，自动罗兰C接收机采用脉冲相位编码技术。

3. 脉冲相位编码和相关接收

罗兰 C 发射台发出的 8个信号脉冲，均按一定的规律改变脉冲包络内载波的初始相位，称为相位编码(主台第 9脉冲不参与编码、仅供视觉识别用)。接收机通过解码器仅接收所选岸台的编码信号,并进行积累、检测,有效地消除了杂波干扰,称为相关接收。相位编码和相关接收是罗兰 C系统的一种重要的技术措施。

采用相位编码与相关接收技术有以下功能：

(1) 显著地提高信噪比，因而扩大了工作距离，提高了测定精度；

(2)有利于实现自动识别、自动搜索主副台；

(3) 可以消除前脉冲的天波对后一个脉冲地波的干扰；

(4)使系统具有一定的保密性。

罗兰 C 所用码制为：八码元二相制二周期互补码。其中：

八码元——指脉冲群共 8 个脉冲，每个脉冲的载波初始相位都是编码的。

二相制—— 每一脉冲载波的初始相位只有两种状态： 0、π(或 +、−),如图 1-1-5 所示 .

二周期互补 ——周期是指脉冲重复周期 T' ,奇数周期发原码、偶数周期发补码。补码为八码元中奇数元同原码，偶数元变逆。对原码求二次补码仍为原码 。

常用的罗兰 C码如图 1-1-6。

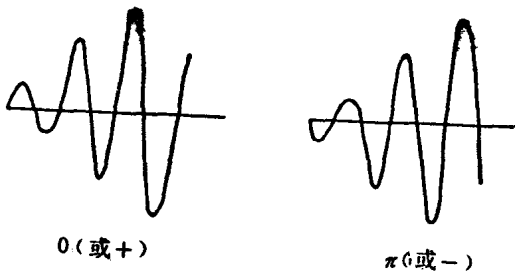


图 1-1-5 二相制示意图

	原码（奇数周期）	补码（偶数周期）
	1 2 3 4 5 6 7 8	1 2 3 4 5 6 7 8
主台	+ + − − + − + −	+ − − + + + + +
任何副台	+ + + + + − − +	+ − + − + + − −

图 1-1-6 常用的罗兰 C码

从图可知，通过编码，便于识别主副台信号。而由于所有副台的编码都一样，以后会讲到，自动识别不同的副台是依靠时间分割来区分的。

罗兰 C 发射台利用高精度的原子钟作时间标准，按规定的编码延时发射信号 。同时,主台的专用设备还向用户发射授时脉冲，供用户对时。用户接收机的定时分频器和编码器可以产生与主、副台信号脉冲间隔和相位编码等方面完全相同的本机信号脉冲,称为“ 基准 ”。与主、副台信号相应，基准也有主台基准信号脉冲与副台基准信号脉冲两种。基准与岸台信号相配合，可以自动识别主副台，同时消除前脉冲的天波对后脉冲地波的干扰 。基准脉冲是测量台对时差的基准。由于是测主、副台对的时差,本机的主、副台基准信号脉冲不必与发射台的信号同步产生，而只要本身按一定的时间标准产生就可以了。

接收机是用主、副台基准信号脉冲分别与接收到的信号求相关来实现自动识别与自动搜索的。而接收到的信号结构较复杂，计算相关较困难。以后会讲到，由于接收机采用一些技术措施，可以把接收到的信号进行简化，并考虑到相关计算的线性特性，因此，可以把所有信号看成由如图 1-1-7 所示的两类信号线性移位合成的信号，信号的码元有“ + ”、“ − ”、“0 ”三种状态。主台地波信号与主台基准信号分别由 S_{M1}与 S_{M2}表示，副台地波信号与副台基准信号分别由 S_{S1}与 S_{S2}表示；主台天波信号、副台天波信号分别由移位后的 $S_{M1}(0+t_M)$、$S_{S1}(0+t_S)$ 表

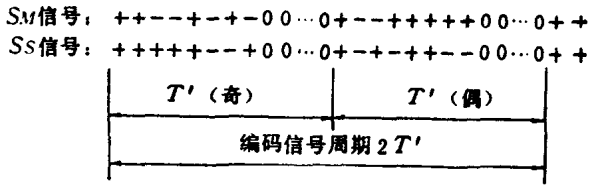


图 1-1-7 基本信号

其中“ + ”表示正单位脉冲；“ − ”表示负单位脉冲，

“ 0 ”表示无脉冲,脉冲间隔 1000μs

发射信号脉冲宽度 200μs(S_{M1}、S_{S1})，

基准脉冲宽度 0.25μs(S_{M2}、S_{S2})。

示 t_M、t_S 分别表示相应的天波延时，t_M、t_S 均≥38μs。

我们以主台基准信号 S_{M2} 与接收到的信号的相关计算为例作介绍（副台基准信号 S_{S2} 的相关计算原理相同）。接收到的信号 S_{in} 可由下式表示

$$S_{in} = S_{M1} + S_{M1}(0 + t_M) + S_{S1} + S_{S1}(0 + t_S)$$

则，相关函数为

$$R(\tau) = \sum_{1}^{2[\frac{T'}{1000}]} S_{in}S_{M2}(0 + \tau)$$

$$= \sum_{1}^{2[\frac{T'}{1000}]} [S_{M1}S_{M2}(0 + \tau) + S_{M1}(0 + t_M)S_{M2}(0 + \tau)$$

$$+ S_{S1}S_{M2}(0 + \tau) + S_{S1}(0 + t_S)S_{M2}(0 + \tau)]$$

其中 $[\frac{T'}{1000}]$ 表示对 $\frac{T'}{1000}$ 取不大于 $\frac{T'}{1000}$ 的整数。由于脉冲宽度的关系，同值 $R(\tau)$ 的 τ 具有 200μs 宽度，$R(\tau)$ 可为宽度为 0.25μs 的单位脉冲数的积累。显然，可知

$$\sum_{1}^{2[\frac{T'}{1000}]} S_{M1}S_{M2} = 16$$

$$\sum_{1}^{2[\frac{T'}{1000}]} S_{M1}(0 + t_M)S_{M2}(0 + t_M) = 16$$

为了能自动识别，应要求

$$\begin{cases} \sum_{1}^{2[\frac{T'}{1000}]} S_{M1}S_{M2}(0 + \tau) \approx 0, (\tau \neq 0) \\ \sum_{1}^{2[\frac{T'}{1000}]} S_{S1}S_{M2}(0 + \tau) \approx 0 \end{cases}$$

考虑副台基准信号 S_{S2}，还应要求

$$\sum_{1}^{2[\frac{T'}{1000}]} S_{S1}S_{S2}(0 + \tau) \approx 0, (\tau \neq 0)$$

这就是进行相位编码的基本要求。容易证明，上面的罗兰 C 码符合此要求(此时，三式都等于零）。

需要指出，上面的相关计算，并不能识别天波与地波，只能识别主、副台。如果天波紧跟本脉冲的地波到达，搜索时，基准也可能跟在这种天波上。此时，虽然没有完全对正相应的地波，但总是基本对正了相应的脉冲，搜索也会自动停止。此类天波对地波干扰的排除方法以后介绍。

其他杂波属于随机噪声，在多次积累中，将基本上相互抵消，从而把原来淹没在大片噪声中的微弱地波信号提取出来。

符合上面基本要求的罗兰 C 码并不只是上面的一种，而是有许多种。这就使罗兰 C 系统具有一定的保密性，有利于战时进行反干扰和反利用。

由于如上的编码是三状态的码元的编码，与二状态的码元的伪随机噪声码的编码有所不同，但是这两种编码都要求码的自相关函数具有双值性，互相关函数趋于零。因为，可以把上述罗兰 C 码看成由八码元(原码“＋”“－”二状态)加八码元(“0”状态)加八码元(补码)

加八码元(“0”状态)组成。因此,其可能出现的状态并不多,只有 256 种,用计算机技术容易找出可能采用的编码形式。

4.接收通道的自动增益和带宽转换

接收机的搜索、识别和周期识别电路需要外来岸台信号保持一定的电压幅度。当实际电压不符合要求时,将通过专用的计算机或微处理机向接收通道发出增益调节信号。

当接收机进行搜索——即寻找所选岸台信号时,为了提高选择性,仅允许 100kHz 附近一个较窄的频带内的信号进入。但是窄频带不能包括必要的边频谐波,脉冲要失真,这对准确测定时差不利,因而在跟踪或测量时要用较宽的频带。在专用的计算机或微处理机的控制下,在搜索时接通‘窄带’通路 搜索完毕,转入跟踪与测定时,自动转换为‘宽带’通路。

一般 窄带带宽 5±1kHz,

宽带带宽 30±2kHz。

二、自动搜索和天地波识别原理

自动搜索环路包括 定时分频器、编码器、极性鉴别器、采样寄存器和计算机(或微处理机,下同)部分,见图 1-1-8。

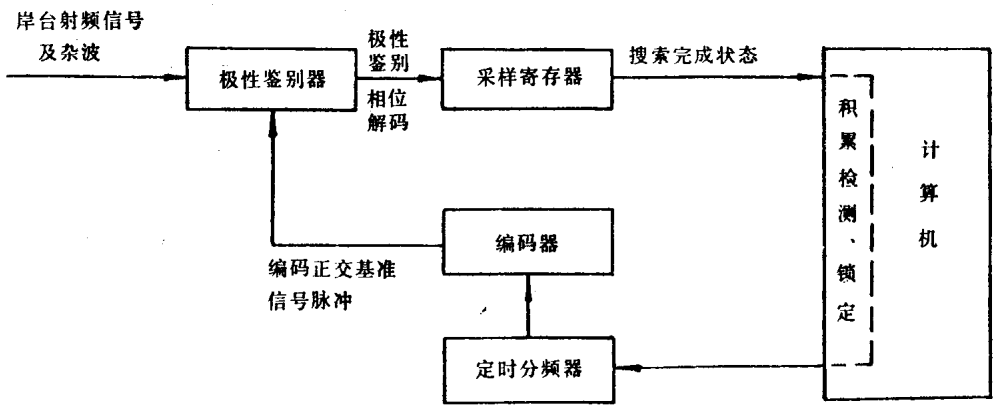


图 1-1-8 自动搜索原理示意图

自动搜索环路产生的编码基准脉冲与外来信号在极性鉴别器中比较,进行相位解码,再经积累、检测,自动主、副台识别和天地波识别,最终将基准锁定在所测岸台 30μs 采样点附近某个射频电压零点处。

1. 编码基准脉冲的形成

定时分频器利用 5MHz 晶振的高稳定度频率标准进行分频,产生宽度为 0.25μs、间隔为 2.5μs 的脉冲对。脉冲对之间的间隔为 125μs,每 1000μs 间共布 8对,每 8000μs 可布 64 对。这样的脉冲群在时间序列上是连续的,整个脉冲群的重复周期和所选台链是一致的,都为 T'。因为每对脉冲前后间隔 2.5μs,相当于一个射频周期 T''(=10μs)的 1/4,两者相位差 90°,故称这种脉冲对为‘正交脉冲’。

正交脉冲通过编码器,按罗兰 C 码制,每 8对正交脉冲为一码元,进行编码。进入极性鉴别器的是编码后的正交基准脉冲。对 M 分支,是正交的 S_{M2};对 S_1、S_2 分支,是正交的 S_{S2}。

2.自动搜索原理

由于接收的信号结构复杂,接收机通过放大限幅电路对其进行整形。

(1)放大限幅

由接收通道来的岸台信号及部分剩余杂波，进入极性鉴别器后，先进行放大限幅，形成如图 1-1-9 的 5μs 宽、周期为 10μs 的方波，由于信号脉冲(称为码元，依次排列为 1，2，…8 码元)宽度约 200μs，这样的方波也有 20 个。又因为正交脉冲每对时间间隔为 125μs，所以在一个码元中必定有 1～2 对或 2～4 个正交基准脉冲与放大限幅后的信号方波相对正。

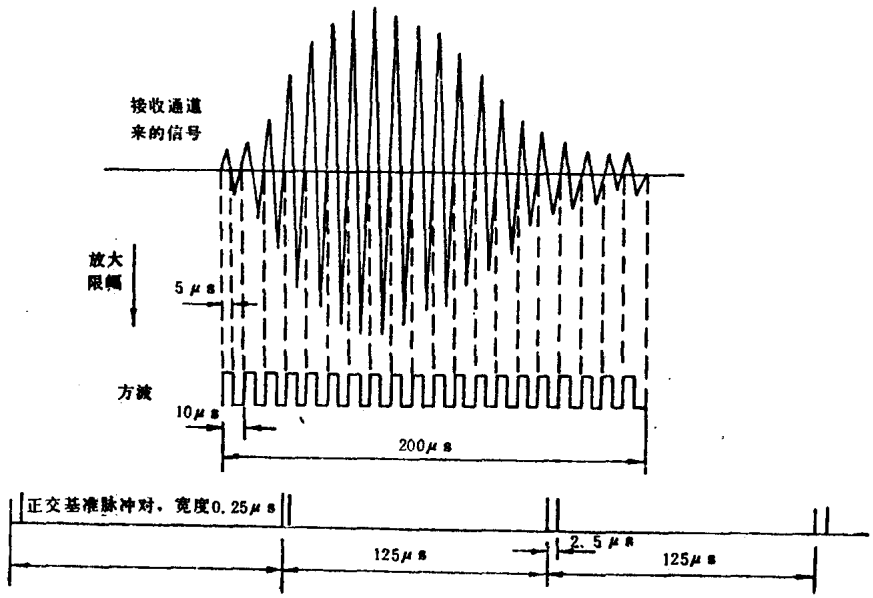


图 1-1-9　正交基准脉冲对方波采样

(2 极性鉴别

由图 1-1-9 可以看出，正交基准脉冲对正某一个周期 $T''=10\mu s$ 的信号方波进行采样，采样的信息输入计算机进行积累和检测，以便对信号进行识别。接收机通常要积累 10 个信号重复周期 $2T'$，以 $T'=10^5\mu s$ 计算，$10\times 2T'=2s$。在此积累期间，装在高速运动体—— 例如速度为 300m/s 的飞机上的接收机可移动 600m 的距离，这样采样的正交基准脉冲对，相应要移动 2μs。罗兰 C 的 T' 最大值就是 $10^5\mu s$，仍以 2s 为积累时间的话，如图 1-1-9 的正交基准脉冲对，允许接收机能装入高速运动体的速度为 375m/s(超音速)，这相当于 2.5μs 的距离。这是因为，如果基准脉冲做成单脉冲，单脉冲在此 2.5μs 内可能跨越射频零点，积累的结果可能部分正负相抵消，从而，尽管基准对正了信号，但得不到必要的

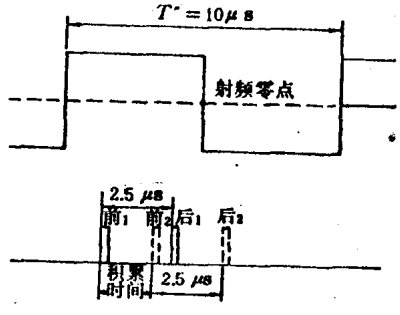


图 1-1-10　正交脉冲对的同极性积累

积累值。将单脉冲改变为间隔 2.5μs 的正交脉冲对,可保证同极性积累。如图 1-1-10,假设后脉冲在积累过程中正跨越射频零点，后脉冲在＜2.5μs 的积累过程中，正负脉冲部分相抵消，而前脉冲却可得到同极性的积累。进一步分析，这样设计正交基准脉冲对，能保证至少有一个脉冲得到同极性积累，这就是布置正交脉冲对以代替单一脉冲的目的。

(3)相位解码

如前所述,罗兰 C 信号与接收机内的正交脉冲按同样的码制进行编码，当正交基准脉冲对信号方波进行采样,通过逻辑乘电路,编码相同的输出正电平(正单位脉冲),编码不同的输出负电平(负单位脉冲)。

在一个码元内可能有 1～2 对、即 2～4个正交基准脉冲与信号方波相对正。显然,各个脉冲所采到的信号的极性有可能正好相反，为了避免积累时的极性抵消，接收机采取 8个码元内相应脉冲分别积累的方法来处理 。因此,如果有的脉冲在 8 个码元中都采的同极性,即信号和基准同时为正或同时为负，输出都为正；而另外的脉冲在 8个码元中都采的异极性，即信号和基准正对负、负对正,输出都为负 。但这两种情况都可以分别积累达到阈值。

(4)采样寄存

采样寄存器是一种为计算机服务的记忆机构。其功能是将极性鉴别器来的采样信息暂时寄存，待积累到规定数值时一并送给计算机处理。

(5)搜索积累

搜索积累是接收机提高信噪比的主要手段。通常要求积累 20个脉冲重复周期,每一脉冲重复周期中又有 8个码元 所以,总共可积累 160 次。据理论分析：信噪比可提高$\sqrt{160}\approx$13 倍。

实际中,计算机在进行积累时,对于主台,采取 1～4、5～8 码元分别积累各 80 次,再通过与门电路，要求该两部分积累的极性相同以增加可靠性。如此处理，可保证在信噪比等于 1∶5 时正确搜索的概率达 90%。

(6)阈值检测

阈值检测也就是计算机对采样信息积累的结果进行逻辑判断。计算机的积累是以积累次数为单位,若信号和基准同极性判断为正、异极性为负,则在整个积累过程中,正负积累可以抵消。干扰的随机噪声，在多次积累中其和为零。如果全部为正或全部为负，均可达到要求的阈值。如果达不到规定数值（160个单位),计算机将发出信号,指令定时分频器使基准向后跳步 1000μs。 只有当积累次数达到了规定的数值，方说明已捕获所需信号，进而可执行下一程序。

(7)副台搜索

副台搜索的步骤和主台基本相同，只是副台的相位编码与主台不同。由于所有副台都用同一的相位编码,所以,单纯使用解码的方法只能区分主副台,而不能区分不同的副台。为了搜索指定的副台，在接收机面板上应预先设定推算船位到该台对的近似时差，接收机将自动使基准在近似时差所限定的时分方波内搜索，在此时分方波内，同时又符合副台相位编码的信号，必定就是所选的副台信号。至此，接收机已自动完成主副台识别。

副台搜索在完成了主台搜索的基础上进行，积累方式可以简化，不需要 1～4、5～8 码元分别积累,而直接由 1～8 一次积累即可。

3.对位、锁定

在捕获到主副台信号后,每一信号脉冲,有 1～2 对或 2～4 个正交基准脉冲与其相对正，必须在其中确定一个唯一的脉冲作为基准，此项工作由计算机控制定时分频器进行。

在一个信号脉冲中，如果有两对正交基准脉冲相对正，在前一对比较接近 30μs 采样点，后一对可能对在天波上。因此第一步先应自动消去后一对脉冲，保留前一对。前一对的两个脉冲，接收机保留一个能采到信号的脉冲，又进一步自动消去另一个。这个过程就是对位。

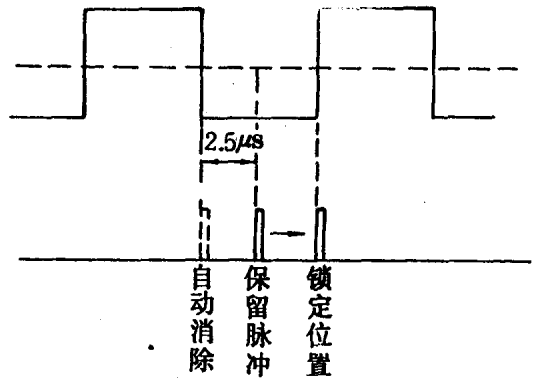


图 1-1-11 对位、锁定

最后保留的脉冲指向信号脉冲前段的某一位置上，接收机又可使该脉冲自动后移到最近的信号射频相位零点，并且锁定,如图 1-1-11。对位并锁定后的脉冲可成为时差测定的初步基准。该基准指向信号脉冲的前段，如果原来只有一对正交基准脉冲对着信号，它也可能指向信号脉冲的中段，总之大约是在 0～120μs 之间的某一个射频零点上，因此该基准仍然可能跟踪在天波上。

4.天地波自动识别

为了保证测定地波时差，应将基准进一步移到 30μs 采样点或其以前的某个相位零点 。

第一步，以上述锁定位置为基准向前 500μs 内,每间隔 20μs 布一对正交脉冲,共 25对,以便对信号进行检测、积累。这样在每个码元的锁定脉冲前都有 2×25＝50 个识别脉冲。积累时将每个码元的 50 个识别采样分别对应相加，积累完后仍是 50 组数。检测时,从前向后自第 1 组至第 50 组脉冲逐次检测 。当第 i 组(如第 43 组) 达到阈值后，就不再检测，自动将锁定的基准跳步到第 i 位置上(见图 1-1-12),进行第二步识别,第 i 位置离包络开始点一般说应小于 20μs。若 50 组数都达不到阈值,此种情况，可能是锁定位置离包络开始点原来就小于 20μs ，不需要移动，也可转入第二步识别。

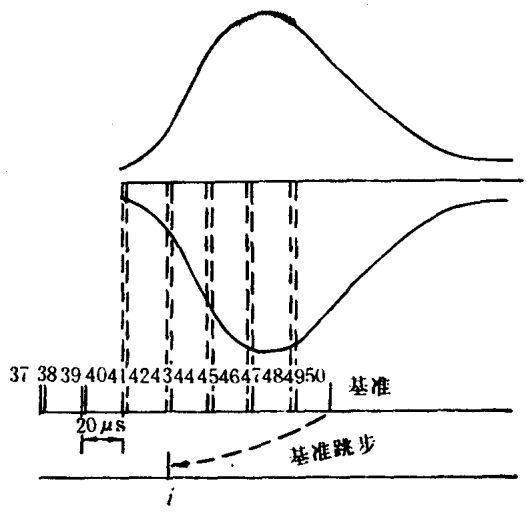


图 1-1-12 天、地波识别

第二步，为防止信噪比恶劣的条件下，第(i－1)组虽在包络以内，但信号电平不够反应，而基准虽已移到第 i 位置，实际位置仍在 30μs～40μs 之间,这是因为在 30μs～40μs 之间的信号电平较大，即使有本脉冲的天波的干扰，最早也只能发生在 38μs 处,而此时天地波相位同相(天波延时为 10μs 的整数倍时,天地波同相 而延时逢 5,则反相),合成的天地波信号是加强的,所以应缩小间隔至 10μs、5μs 再检测。第二步识别是在第 i 位置前 10μs 处布置一对正交脉冲，每个码元有两个采样脉冲，积累时将每个码元的两个采样值对应相加，积累完仍是两

组数,例如第 m 和 n 组数,检测时按 m、n 顺序,如第 m 组达到阈值，则将锁定脉冲由第 i 位置跳步移到第 m 位置进行第三步识别。若第 m、n 组都达不到阈值,则锁定脉冲不动,进行第三步。

第三步,在锁定脉冲前 5μs处布置一对正交脉冲，积累及检测方法同第一步。

通过以上三步积累、检测、跳步，可保证基准脉冲指向包络开始点向后 0～30μs 以内的某个位置,从而保证跟踪在地波上。至此,主副台识别、天地波识别已全部完成,基准脉冲指向所需岸台信号地波部分的某个相位零点，但仍不一定指向 30μs采样点。为了准确测定时差，需进一步进行周期识别。

三、相位跟踪原理

在讲周期识别原理以前，还需要讲一下相位跟踪原理。

相位跟踪电路的功能是在完成搜索的基础上，即在捕获信号以后，使基准能适应船舶、飞机的移动，随时精确跟踪在信号地波部分的射频相位零点上 。

相位跟踪电路包括：定时分频器、相位采样保持、模数转换(A/D)、数据寄存器、二阶锁相环路和八分频器,如图 1-1-13 所示。

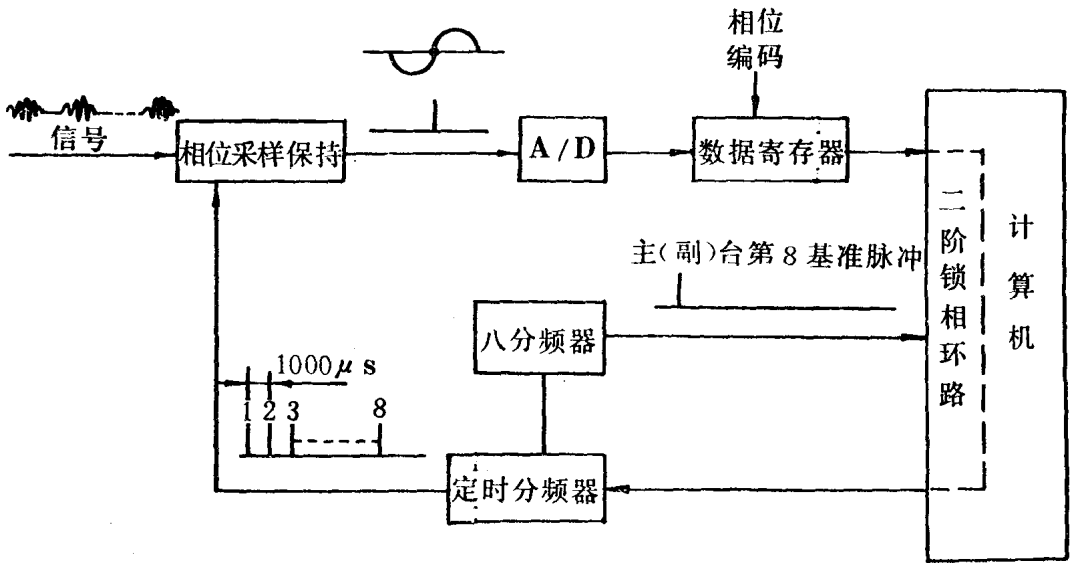


图 1-1-13　相位跟踪原理示意图

1. 相位采样保持

在搜索完成状态下，定时分频器保留 8 个基准脉冲输入到相位采样保持器，和由接收通道来的 8 个信号脉冲相遇,各指向相应信号脉冲地波部分的相应位置。以某一码元来看（如图 1-1-14）,如果搜索完成时,由于接收机在移动,基准指向 a 处，可采得负极性的误差电压；若指向 b 处，可采得正极性的误差电压。误差信号输入计算机，控制定时分频器使基准移动，最后达到动态稳定，即锁定在相位零点上。

采得的误差是用电压的方向和大小表示

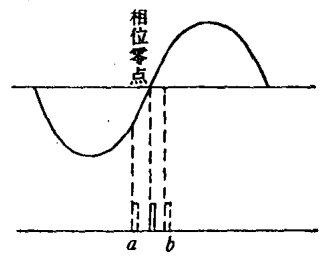


图 1-1-14　相位跟踪示意图

的模拟量,进入计算机前,应先通过 A/D 转换将模拟量变成二进制的数字信息；然后输入数据寄存器对采样信号进行寄存；最后按一定程序送进计算机处理。数字采样信息还要经过相位解码，否则正负编码在寄存、积累中会相互抵消

在采样点附近，射频波形的斜率比包络波形的斜率大得多(如图 1-1-15)，所以对射频波形采样比对包络波形采样其精度提高 10 倍以上,达 0.1μs。

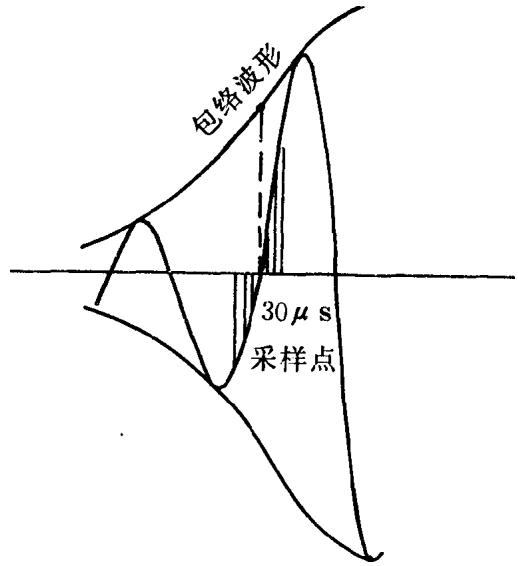


图 1-1-15 射频波形采样

2,二阶数字锁相环路

锁相环路由下列几部分组成：

(1)比较两种信号相位差的鉴相器；

(2)允许误差信息通过、阻止高频通过的环路滤波器；

(3)由误差电压控制改变振荡频率的电压控制振荡器。

锁相环路的基本工作原理如图 1-1-16所示。

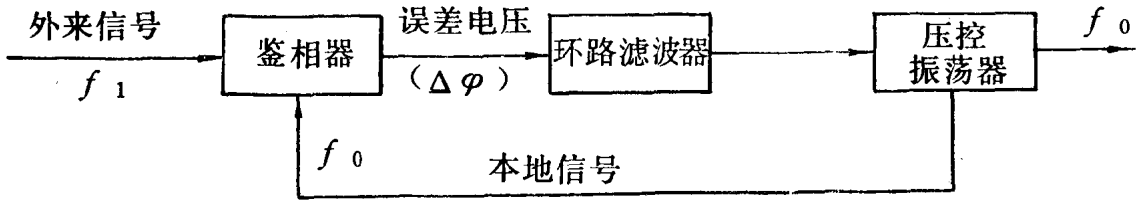


图1-1-16 基本锁相环路

若外来信号的频率为 f_1，接收机产生的本地信号的频率为 f_0，当两者在鉴相器中比较后，输出一个体现两者相位差 $\Delta\varphi$ 的误差电压。环路滤波器滤去两信号的高频部分，而将误差信息输入压控振荡器。压控振荡器在误差电压的控制下，自动调节振荡频率 f_0,使 f_0 逐步向减小两信号相位差 $\Delta\varphi$的方向变化,最后达到动态稳定状态,使 $f_0\approx f_1$，称为‘锁定”。

图 1-1-13 中，接收机的相位采样保持器相当于鉴相器，定时分频器相当于压控振荡器。岸台射频信号和定时分频器来的基准脉冲在相位采样保持器中相比较，产生体现两者相位差 $\Delta\varphi$ 的误差电压。如图 1-1-14 ，当基准正指向射频零点时，射频电压为零，基准与射频零点的相位差也为零。基准偏于射频零点一侧时，即两者存在着一定的相位差，此时也就可以检测到相应方向大小的误差电压。因而，误差电压体现了基准对射频相位零点的偏差。误差电压经过 A/D转换、数据寄存、以及计算机处理,对定时分频器进行控制,调整基准出现的时间，最终使基准准确指向射频相位零点，相位跟踪的精度可达 0.1μs。

3.八分频器

在完成相位跟踪的情况下,8个基准脉冲分别对正 8个码元的地波射频相位零点。由于各个码元中基准和射频相位零点的关系都是一样的，所以，接收机实际测定时差时，是将 8码元中的 8个基准脉冲消去前 7 个,保留第 8 个,用第 8 个基准脉冲去启闭时差计数器，即可准确测定时差。

八分频器仅在完成周期识别的情况下，由计算机按照规定的程序控制其工作。

四、计算‘和函数’法与周期识别原理

通过自动搜索、天地波识别和相位跟踪，已经使基准准确锁定在所需信号地波部分的射频相位零点上，也就是从包络开始点向后的 10、20、30μs 处，因此仍可能存在多值性，还需要进行周期识别，最后使基准跳步走向 30μs 采样点。

从图 1-1-17 可见，从信号开始点起，每一个周波的最大幅值都不同，而且按包络波形函数所确定的规律而变化。利用不同周波的峰值不等的特性，可以进行周期识别，这种方法称为计算‘和函数’法。

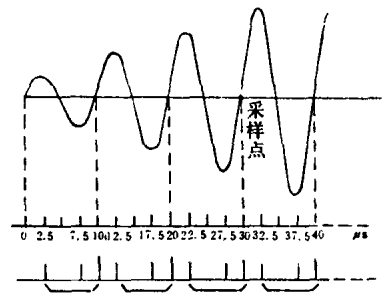


图 1-1-17 “和函数’法识别周期原理

一般的包络波形曲线是抛物线型指数衰减曲线，包络波形函数形式为 $A(\frac{t}{\tau})^2 \cdot e^{-2(\frac{t}{\tau}-1)}$。可以通过参数 A、τ 的设计，实现前面的包络波形的要求，也可以为计算‘和函数’法提供依据。

在基准脉冲前布置一对采样脉冲：前 7.5μs 处的称前脉冲，前 2.5μs 处的称为后脉冲。它们出现的时间分别为 $t_{前}$、$t_{后}$，当时的射频波幅值分别为 $U_{前}$、$U_{后}$。如果基准正指在 30μs 采样点，那么

$$t_{前} = 22.5\mu s \qquad t_{后} = 27.5\mu s$$

$$U_{前} = U_{22.5} \qquad U_{后} = U_{27.5}$$

因为 $U_{22.5}$ 和 $U_{27.5}$ 的关系是确定了的，因此，可以进而求得一个常数 K，使 $U_{22.5} + KU_{27.5} = 0$。为了提高可靠性，可各积累 n 次（$n \approx 2000$），得，$nU_{22.5} + n \cdot KU_{27.5} = 0$。公式的实际意义是：将前脉冲采得的电压积累 n 次后，与后脉冲采得的电压积累 n 次并乘以 K 常数的值相加，

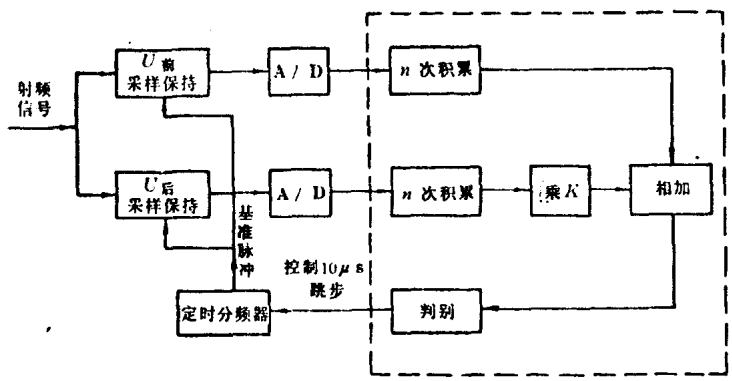


图 1-1-18 周期识别框图

其‘和’应等于零。如果不等于零，根据‘和函数’的正负和大小可分别判定基准是指向 10、20 或 40μs 处，从而计算机根据判别结果控制基准向后或向前跳步 10μs，直至最终指向 30μs 采样点。接收机经过约 2000 次的积累，可保证周期识别正确性概率达 95%。当基准完成周期识别指向 30μs 采样点后，由计算机控制八分频器工作，使第 8 码元的基准去启闭时差计数电路。

周期识别电路基本原理如图 1-1-18。

五、时差—— 坐标自动转换

在罗兰 C 作用区域内，用户接收机接收主、副台信号的时差为

$$\Delta t = \beta_{主副} + \Delta + \Delta t_{M,S}$$

其中：$\beta_{主副}$——电波由主台传到副台的时间；

Δ——副台编码延时；

$\Delta t_{M,S}$——测得的主副台对的时差。

自动罗兰 C 接收机根据测得的 $\Delta t_{M,S}$ 及预先规定的 $\beta_{主副}$ 和 Δ，就可算得 Δt。根据两个时差 Δt_1、Δt_2 就可以用计算机自动计算出用户的坐标。

为了保证定位的高精度，将地球看成为旋转椭球体，同时还要考虑导航台地理坐标所用的大地测量系统和航用海图的大地测量系统的差别。这部分内容的数学公式推导较多，在此仅作简化模型的原理性介绍。

为了介绍的方便，我们假设接收机与发射机在一个平面上；至于接收机与发射机之间的距离较远，而且不在同一平面上时，可用一定的修正方法进行修正。这里仅介绍看成平面时的情况。对于需要修正的情况，限于篇幅，不作介绍，其基本原理还是相同的。

罗兰 C 发射台与接收机的平面位置如图 1-1-19。

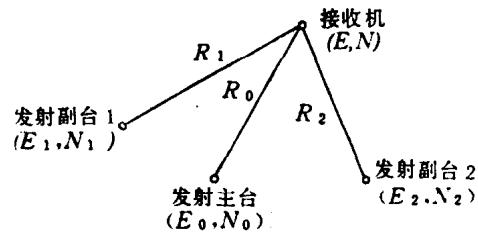


图 1-1-19 罗兰 C 台平面位置示意图

其中$(E,N),(E_0,N_0),(E_1,N_1),(E_2,N_2)$均为直角坐标。

因为发射台的主、副台的位置是确定的，所以，可认为测得的时差仅是接收机坐标（E，N)的函数。

从接收机到发射机的距离分别为

$$\left.\begin{aligned} R_0 &= \sqrt{(N-N_0)^2+(E-E_0)^2} \\ R_1 &= \sqrt{(N-N_1)^2+(E-E_1)^2} \\ R_2 &= \sqrt{(N-N_2)^2+(E-E_2)^2} \end{aligned}\right\} \quad (1\text{-}1\text{-}1)$$

则，时差分别为

$$\left.\begin{aligned} \Delta t_1 \cdot C &= R_1 - R_0 \\ \Delta t_2 \cdot C &= R_2 - R_0 \end{aligned}\right\} \quad \text{其中：} C \text{ 为光速} \quad (1\text{-}1\text{-}2)$$

将(1-1-1)式两边平方，得

$$\left.\begin{aligned} R_0^2 &= N^2 + E^2 - 2N_0N - 2E_0E + N_0^2 + E_0^2 \\ R_1^2 &= N^2 + E^2 - 2N_1N - 2E_1E + N_1^2 + E_1^2 \end{aligned}\right|$$