

权 利 要 求 书

1. 用于无线电接收机的信号组合器, 该接收机工作于数字无线电链路并以空间或角度分集保护, 组合器置于两个无线电接收机的下行和一个解调器的上行, 它包括: 一个加法器(SOM), 它对来自两个无线电接收机的IF信号求和, 获得一个由于传播条件的原因而具有残余功率衰减和残余幅度散射的被组合信号(IF'); 一个网络(MISDISP), 它测量残余幅度散射(DA)和陷波频率 f_{notch} 的位置(Fn), 在该处, 组合信号频谱中的残余幅度衰减为最大; 一个装置(IF/AGC), 它测量所说组合信号(VP)的功率, 由此计算所说残余功率衰减(FF), 其特征在于信号组合器含有一个数字信号处理器(ELAB), 该处理器:

——接收听说测量的结果;

——产生自适应地改变的控制信号, 分别是针对构成所说无线电接收机输入级的可变增益射频放大器的增益, 以及针对为生成所说中频信号的无线电接收机的变频级的本振信号相互相移;

——计算所说残余幅度散射(DA)以及该已组合信号的所说残余功率衰减的一个多项式函数 ($OB(FF, DA^*)$) 的优选值, 以便将所说解调器(DEM)输出端的BER减至最小, 所说的优选值是通过控制信号的自适应变化而获得的;

——还在于, 所说的多项式函数的所说残余幅度散射(DA)对应于经受规格化的所说被测残余幅度散射(DA), 该规格化显著降低了所说多项式函数对所说频率 f_{notch} 的进一步相关性。

2. 根据权利要求1 的信号组合器, 其特征在于, 听说的数字信

号处理器(ELAB)是根据下列的表达式而通过对所说多项式函数求最小值来计算所说多项式函数的优选数值:

$$OB(FF, DA^*) = OB1(FF) + OB2(DA^*)$$

其中; $OB1(FF) = (FF - a)^2$ 对于 $FF > FF1$ 和 $DA^* > DA1^*$

$$OB1(FF) = (FF + b) \quad \text{对于 } DA^* \leq DA1^*$$

$$OB2(DA^*) = C(DA^* - d)^2 \quad \text{对于 } DA^* > DA1^*$$

$$OB2(DA^*) = mDA^* + q \quad \text{对于 } DA^* \leq DA1^*, \text{ 和 } FF \geq FF1$$

并且其中: FF 是所说组合信号的残余功率衰减; DA^* 是所说规格化残余幅度散射; $FF1$ 是 FF 值的一个限定值, 低于该值时, 在解调器输出端的所说的BER主要依赖于 DA^* ; $DA1^*$ 是 DA^* 的一个限定值, 低于该值时, 在解调器输出端的BER主要依赖于 FF ; $a \div d$, m 和 q 都是系数, 使得所说的多项式函数的一个参数表示式 $OB(FF, DA^*) = \text{常数}$ “以最佳方式接近所说的BER的参数表示式 $\text{LogBER}(FF, DA^*) = \text{常数}$ ”; 还在于, 所说的数字信号处理器(ELAB)通过这样一个值的微扰动计算控制信号的所说的自适应变化, 从而得到所说多项式函数最小值。

3. 根据权利要求1 的信号组合器, 其特征在于, 所说的残余幅度散射(DA^*)测量值的规格化有下列表达式:

$$DA^* = (N1 \times (2f_{\text{notch}} / B) \times DA^2) + (DA \times N2 \times 2f_{\text{notch}} / B)$$

其中的 DA 和 DA^* 分别是所说的残余幅度散射被测量及规格化的值, B 是所说组合信号(IF')的带宽, 而 $N1$ 和 $N2$ 是实验取值。

4. 根据权利要求1 的信号组合器, 其特征在于, 所说的组合器

(COMB)还包括用于测量从所说接收机(RICPR, RICDIV)来的中频信号(IF1, IF2)的功率的装置(RIV1, RIV2), 并将它们加在所说处理器(ELAB)的附加输入端, 以便计算所说射频放大器(RFAMP1, RFAMP2)的增益控制信号(RG1, RG2)的自适应值, 还在于, 由所说处理器(ELAB)计算的自适应值是这样的: 当所说被测残余幅度散射(DA)是高值时, 它们引起接收被更多衰减认号的射频放大器增益的增大, 以便于所说的多项式函数的优选。

5. 根据权利要求1 的信号组合器, 其特征在于, 所说的处理器(ELAB)是一个微处理器。

说明书

数字无线电链路受分集保护 接收机的混合组合策略组合器

本发明涉及工作在数字无线电链路中并以分集技术保护的无线电接收机，更准确地说是涉及工作于高容量数字无线电链路并受空间或角度分集保护的接收机的混合组合策略的组合器。

如公知的那样，在无线电链路连接中，被发射的波束由于与传播相关的原因，可被分成经不同路经达到接收天线的若干波束。由于在接收天线上不同波束间的相互干扰，会引发接收信号的衰落。这种衰落时常是无线电链路连接中断的一个原因。还知道这种衰落可以是平坦的或散乱的。前者的情况是所有的被接收的信号带内的频谱频率被均等地衰减；后者的情况是衰减仅主要作用到频谱的某些区域上，引起幅一频响应的畸变。实际上，这两类衰落可同时发生。

注意到在接收信号的带内通过散射的计量来测定散乱衰落是有益的，其中是以散射来表示在听说频带内频谱的最大与最小幅值之比率。发生最大衰减之处的频率称之为陷波频率 (f_{notch})。

在受衰落影响的一个接收机中，不论衰落是平坦的或散乱的，对于在解调器输出端测量的二进位误差率(BER)来说，在所接收的比特上的误差率可能超过一定的门限值，使得接收机暂时地无法工作。因此，为避免这种严重的缺陷，已经使用了很长时间的分集接收技术。在空间或角度分集的情况中，其更严格地涉及到本发明器

的组合器有关的分集类型。接收设备装有两个或更多的连接到各自的天线或所说天线本身的馈线的接收机，出自几个接收机的信号到达一个组合器的几个输入端，组合器将这些信号适当地结合在一起，以便产生欲将送到解调器的一个单一接收信号。

由于这样获得的组合信号要比单独所接收的几个信号来说无法工作的可能性要少得多，因而采用这种分集准则，接收设备的工作性能大为改进。

为实现最佳的组合策略，必须要理论上和/或实验上得知受衰落影响的传输通道的转移函数。为此目标，业已提出了多种不同的数学模型，其中一种公知模式是由贝尔实验室提出的，叫作“三波束模型”。就三个波束而言，一个是直接到达接收天线的主波束，而另两个是该主波束的回波，即，经过完全不同长度的多条路径到达天线的波束。对这种传输通道提出的转移函数包含有其值对所考虑的特定部分来说属可从衰落统计的知识推知的参数。知道了发射信号的调制类型，衰落统计和整个传输系统的总转移函数，就有可能在解调器的输出端获得关于信号特征的有用信息，例如功率、幅度散射、S/N，BER等等。

因而可以说，组合器的任务是对分集接收机的一些参数起作用，以便优化被组合信号的一个预选特性。

根据优化的特性，一般地说有可能在恰当的操作类别中将组合器分组。

第一类包括补偿平坦衰落的组合器，是通过对出现于两个天线

的信号作相位调整、随后将它们电压相加以获得生成信号来实现。这种策略对应于生成信号的最大求和值。应当澄清的是调整相位是为要得到一个已收信号的平均相位，由于调制信号的随机性，借助于调制的对称性和对所有状态的均等概率，这一平均相位与在中心频带发射的一个未调频谱分量的相位相吻合。

由于其较小的带宽、这一种类的组合器主要用在小容量的无线电链路的场合这里信号电平调节是主要的。对于大容量的无线电链路来说，其性能更是由幅度—频率响应的失真来限定，自然，属于其特征在趋于对散乱衰落作补偿的第二类组合器更为有用。

这些组合器对已接收的信号电平和相位都进行调整，以便在两个天线上得到幅度相等、相位相反的回波。随后将已调整的信号相加，以例得到其中回波已被消除的生成信号。回波的消除产生出典型地可用一频谱分析器检测的一个平坦幅度—频率响应。然而，在特殊的传播环境，例如当空信号电平和回波电平之间的比率具有在两天线上的相似的比值时，这第二类的组合器则是无效的。的确，在力图消除回波的过程中，也消除了相当可观的主信号部分，这就劣化了组合信号的信噪比并引起设备的停机时间的可能的增加。

为克服上述组合器的局限性，已经发展出属于第三和第四类的组合器，它们在可适用于平坦及散乱衰变的同时，优化了系统总体性能。

第三类组合器的特征是，根据接收信号的衰落的性质，该组合器从趋于对平坦衰落作补偿的一个操作形式转换到趋于对散乱衰落

作补偿的一个操作形式。然而这种操作方式在两种操作区域之间引起过快的过渡，就象已被充分表示的那样，它能够引起解调器无法容许的振荡。

属于第四类的组合器采用的是混合的组合策略，同样是尝试克服在试图同时对平坦和散乱衰落作补偿过程中的不足。

采用所说的混合组合策略的一个分集接收系统的实例描述在申请日为1988年11月7日的意大利第22531A/88号Telettra公司的专利申请中，(发明人是Rocco Nobili, Francesco Rasa和Dario Sormani)。

所说的已知申请要求了一个在一定分集条件下用于组合至少两个已收信号的系统，它包括至少两个接收器，一个对从所说接收器来的信号进行组合的组合器和一个解调器，特征在于其中采用了安排在解调器之上行的一个组合器，它对于已在其内组合的信号之功率及散射作测量并将该信号送到该解调器。就所说的信号，它还以中频做一个BER计算，以由此计算的BER值为基础，根据听说的BER的最小值，以动态和自适应的方式对两个已收信号进行处理。

该系统的特征还在于，以实验所获结果为基础，BER 是以下列函数进行计算，

$$BER = 10^{\alpha P + \beta} + 10^{\gamma D + \delta}$$

其中的P和D是已组合信号的功率和散射的测量值，而参数 α ， β ， γ ， δ 是所用调制系统的特征量。

然而在Telettra系统中采用的组合器并非无缺点，尤其是它似乎不能以确切的方式消除由于在已组合信号中的振荡所产生的缺点。

这一问题的原因可能是用于表示BER 的两个分量的指数函数过于陡峭，以及忽略了“混合项”，即同时依赖于功率和散射的事实。确切地，如下较好的解释是，所要求的函数趋于即便是在有相当的散射分量存在时也保持该组合器处在组合状态，以便有最大功率，当散射分量变成过量时，对于微量的散射，（该组合器）则突然进入组合状态。这一结论也明显地适用于相反的情况。在实践中，似乎组合器从一种操作形式转向另一形式的问题对于第三类组合器也同样发生。

因此可以推知，这种混合组合的策略几乎不能用Telettra的组合器有效地实施，而且不幸地其最大的间隙恰好出现在所说策略应产生最大收益的功率和散射的中间区域。

第二个可能的缺点是由于这样的事实，即由于特定的散乱衰落环境中出现陷波频率的突然改变，系统会有收敛到BER 最小值的麻烦，或者根本不收敛。的确，在 $BER(P,D)$ 函数中，没有示出对于陷波频率值另外的依赖，对于这一点请参考在上述专利申请图5 中在横坐标上给定的散射值D。听说的依赖的性质较好解释如下，涉及第二个缺陷的断定由这样的事实所支持，即在Telettra申请中明确申明用于BER 缩小化的算法来减少上面给出的 $BER(P,D)$ 的函数值时，没涉及任何所采用的算法类型。因此其中没有用于确认所说的算法能有效地减小的因素，也没有以更现实的方式给出代表BER 的函数，即，也考虑它对于 f_{notch} 的依赖。

按照本发明的目的是克服上述的缺点并给出一个工作于高容量

数字无线电链路并受空间或角度分集保护的接收机的混合组合策略的组合器。

为实现所说的目的，本发明具有工作于数字无线电链路中并受到空间或角度分集的保护的无线电接收机中的、为实现本发明目标的一信号组合器。所述的组合器在无线电接收机中频级的下行和解调器的上行起作用。它包括一个系统，该系统计算已组合信号频谱中的散射的幅值；还包括测量所说信号频谱中功率的电路。以这种信息和一个趋于使在解调器输出端的BER 为最小值的合适的计算策略为基础，一个处理单元处理相移值，对于一相移器，它对接收机使用的几个本振信号彼此间作相移，以便转换成各个射频信号的中频信号；该处理单元还指令接收机改变RF级的增益。这种计算策略包含求合适的多项式类型目标函数的最小值的过程，其中，独立的变量是在该组合器输出端信号的功率和幅度散射的数值。BER 对于表征散射特点的 f_{notch} 的依赖关系通过对进入目标函数的散射值进行规格化而几乎完全消除，较好的描述见权利要求1。

本发明的组合器具有的很大的优点是它使得使用该组合器的接收设备对于发射的多路径信号所产生的接收信号的衰落相当地不敏感。当两种类型的衰落同时发生且当其散射是以频谱内的陷波点迅速改变为特征时，这种操作的有效性尤其值得称道。

本发明的其它的目的与优点由随后给出的实施例的一个范例的详细描述的及通过非限定实例方式给出的附图所清楚阐明，其中：

图1是以空间分集形式的接收设备的方框图，其中，方框COMB

表示实现本发明目的的信号组合器；

图2示出了根据已有技术所提供的接收设备的BER曲线以及图1中设备的BER曲线；

图3示出了类同于图2的BER曲线；

图4至图7表示控制图1的组合器COMB的操作的程序的流程图。

参见图1，APR和ADIV表示两个属于空间分集无线电接收设备的接收天线，设备还包括有分别连接到天线APR 和ADIV的两个接收器RICPR和RICDIV，一个振荡器OSCLOC，一信号组合器COMB和一个解调器DEM。

达到两个接收天线的信号是微波信号，包含有根据128TCM调制格式由一个155 Mbit信号调制的一个载波。然而该组合器COMB能够对其它的QAM调制格式操作得同样好。

天线APR接收信号RF1，该信号到达构成接收机RICPR输入级的可变增益射频放大器RFAMP1。相类似地，天线ADIV接收信号RF2，该信号到达构成接收机RICDIV输入级第二可变增益射频放大器RFAMP2。

放大器RFAMP1和RFAMP2的输出分别地连接到两个频率转换器MIX1和MIX2的第一输入端，送到它们的第二输入端的是分别经合适的相移由OSCLOC产生的本振信号OL1和取自OL2。在转换器MIX1和MIX2的输出端出现了分别为IF1和IF2的信号，它们对应于将信号RF1和RF2转换成一中频70MHZ频率的信号。

中频信号IF1和IF2达到加法器SOM 两个不同的和输入端，输出端是一个和信号IF'，该信号送到具有自动增益控制的中频放大器

IF/AGC输入端。IF/AGC的第一个输出是一个放大的中频信号IF，它送到一个解调器DEM，在其输出端是已解调的信号SD。

在将转换器MIX1和MIX2的输出与加法器SOM 各个输入相连接的两个通路的任意之一中插入有一延时线（图1 中未示出），它由合足长度的同轴电缆的一部分构成，该延时线对于因为两个中频信号IF1和IF经不同长度的路径而达到加法器SOM的输入端而在其之间存在的绝对延时作均等。

加法器SOM 和IF/AGC放大器是方框COMB的一部分，该COMB构成了本发明目的信号组合器。该组合器COMR还包括一个处理器ELAB、一个散射测量系统MISDISP、对本振信号OL1的移相器电路SF、一个朝向所说的移相器电路SF的接口ISF、四个模拟/数字转换器AD1、AD2、AD3和AD4，两个数字/模拟转换器DA1和DA2以及最后的两个检波器电路RIV1和RIV2。

放大器IF/AGC具有输出信号VP的第二个输出端，信号VP代表合适的已放大电压，它控制着IF/AGC的放大倍数。所说的电压大致反比于信号IF'的功率，并因此代表所说信号的功率的测量。

网络MISDISP测量在信号IF频谱中的散射幅度并提供一个频率位置指示，对于该频率，IF的幅度衰减是最大值(f_{notch})。所说的测量可分别在系统MISDISP 的两个输出端得到。更详细地说，在第一个输出端出现的是代表散射值的一个模拟信号VD，而在第二个输出端出现的是代表 f_{notch} 的信号Fn。

从IF/AGC和MISDISP输出的信号 V_p 和 V_b 分别送到模拟数字转换器

AD1和AD2, 它们输出的数字信号送到处理器ELAB的第一和第二输入门。信号Fn直接送到ELAB的第三输入门。

中频信号IF1和IF2送到检波器RIV1和RIV2, 检波器的输出连接到模拟/数字转换器AD3和AD4, 从AD3和AD4输出的数字信号分别地送到ELAB的第四和第五输入门。

处理器ELAB在第一和第二输出门产生两个信号RG1和RG2, 这两个信号控制着接收机RICPR和RICDIV的输入级放大器RFAMP1和RFAMP2的增益。为此目的, 信号RG1和RG2送到数字/模拟转换器DA1和DA2, 它们在输出被送到射频放大器RFAMP1和RFAMP2的各个增益控制输入端。DA1和DA2的输出以公知的方式控制着放大器的增益。

相移器SF以其第一个输入端接收本振信号OL1, 经SF相移后作为信号OL2输出。信号OL1的相移方向受到从处理器ELAB的一个第三输出门送出的数字信号PRES的控制, 并且此信号是从接口ISF 第一输入端输入的。OL1的相移幅度由定时Tp决定, 该定时也由ELAB产生并送到ISF的第二输入端。两个等频正弦正交信号Vx和Vy从接口ISF的两个输出端分别地送到移相器SF的第二和第三输入。

接口ISF包括用于存贮Vx和Vy信号取样的EPROM 的地址产生器、两个存储被读入到EPROM 的数据的锁存寄存器、两个连接到所说寄存器输出的数字/模拟转换器、两个连接到该两个数字/模拟转换器的滤波及放大电路和一个将EPROM 的读取和转换到模拟操作进行同步的电路。

现在来说明插入在分集接收设备中且又为该设备的一部分的组

合器COMB的操作。如所知的那样，在操作中，两个接收天线APR 和ADIV被分开一定的距离，以使得对于各自的已接收波束的衰落几乎无相关性。其特征如上所述的，接收信号RF1和RF2被送到分别的接收机RICPR和RICDIV的输入级RFAMP1和RFAMP2，其中RICPR是主放大器而RICDIV是分集放大器。接收机RICPR 和RICDIV分别置于它们各自天线的下行，并经波导和合适的分支滤波口接到馈线。由于它们的特定位置，RICPR和RICDIV也称之为“前端”。

从RFAMP1输出的射频信号被转换成70MHz的中频信号IFA，转换是由用来转换本振信号OL1 的频率转换器MIX1进行。相类似地，从RFAMP2输出的射频信号，经用来转换本振信号OL2的频率转换器MIX2，被转换成70MHz的中频信号IF2。相移器SF以一个与OL1 的合适的关系对信号OL2 移位，而且这种相位移被转换成两个中频IF2和IF1之间的相位移。

可变增益射频放大器RFAMP1和RFAMP2如同本振OSLOC 和频率转换器MIX1和MIX2一样为公知的类型。相移器SF也属公知类型，并且是以一个镜象抑制混频器构成。

信号IF1和IF2相加，以便得到组合的信号IF'，它的功率电平由中频放大器IF/AGC放大和稳定，IF/AGC也是已知类型的放大器。组合的信号IF从IF/AGC输出并由解调器DEM 解调，以得到起始数字信号。按照这种观点，注意到组合操作并非仅包括将IF1和IF2相加是有益的，因为该策略起的一个基本作用是根据该策略控制信号IF1和IF2 的电平，即这种调节必须将组合信号IF中的任何形式的衰落

消除或减至最小。对于所讨论的组合器，控制策略主要包括有由处理器ELAB得到的信号VP1,VP2,VP和Fn，以及在其中进行合适的处理，以便产生输出控制信号RG1, RG2, Tp和PRES。

上述的控制策略涉及混合的组合“基本原理”，象图2和图3所说明的那样，主要包括对独立变量VP，VD和Fn的一个合适的目标函数求最小值。目标函数的特性大致是由具有VP，VD和Fn参数的，在解调器DEM的输出端所测量的一族表示稳定BER值的曲线。实例中的方框ELAB是由INTEL微处理器80C31以非限定的方式提供的。

到达ELAB的信号VP1,VP2,VP和Fn来自对中频信号IF1、IF2、IF'和IF所做的测量。更准确地说，信号VP1和VP2指示了信号IF1和IF2各自的功率，因而也指示了接收信号RF1和RF2的功率同时考虑着由RFAMP1和RFAMP2所产生放大或衰减。所说的功率是通过各个方框RIV1和RIV2对IF1和IF2所完成的检波和滤波操作而获得的，其中RIV1和RIV2是通常已知类型的检波电路。信号VP表示在加法器SOM输出后立即被测的已组合信号IF'的功率。VP的测量是由包括在放大器IF/AGC中的自动增益控制电路(AGC)用已知的方式所完成，并且在实际中AGC电压被采用。应当注意，由于这种被组合器COMB采用的混合组合策略，电压VP可能不代表其信号IF1和IF2的功率之和。事实上，和信号IF'确受由相移器SF所引入的在IF1和IF2之间的相移的影响。

来自测量系统MISDISP的信号VD和Fn分别地表示在信号IF的频谱中幅度散射和表征所说散射陷波频率。处理器ELAB计算在执行 $F'n = F_n / f_{\text{symbol}}$ 的关系式的IF频谱中的 f_{notch} 的相对位置，因为 f_{symbol} 与信号IF带

宽B的已知值相吻合。例如，如果 f_{notch} 落在频带B的中心，则 $F'n=0$ 。心，则 $F'n=0$ 。但若 f_{notch} 落于该频带的一端，则因为频带的两端是以 $\pm f_{\text{symbol}}/2$ 值为特征，则 $F'n=0.5$ 。

系统MISDISP的电路实施例对于本专业的普通技术人员属已知，因而无需描述。然而注意到新近在申请人的实验室中采用所说系统的实施例的改进的实例是有益的。对于这种实施例，可见1992年10月12日申请的MI92A002341、由西门子电讯公司提交的题为“用于计算一个已调信号频谱幅度散射的装置”的意大利专利申请，其中所登记的发明人与本申请的发明人相同。

至于由处理器ELAB产生的控制信呈RG1、RG2、Tp和PRES，应当首先注意信号Tp和PRES的特征依赖于相移器SF如何对信号OL1 相移作用，而对于数字信号RG1和RG2，除上面已经作的说明外无需赘述。

采用镜象抑制混合器的相移器必须具有用于本振信号OL1 的一个输入端，以使其相移，还有两个用于同频正弦信号的、其已经相互有 90° 相移的类同于信号Vx和Vy的输入端。如上所说如果以 f_1 表示OL1的频率， f_m 表示Vx和Vy的频率以及 f_2 表示输出信号OL2的频率，则将有 $f_2 = f_1 \pm f_m$ ，其中的符号“+”或“-”是取决于Vx和Vy相互移相 $+90^\circ$ 或 -90° 的实际情况。频率 f_1 和 f_2 之间的差 $|f_m|$ 产生了在该相移器的输入与输出之间的绝对相位移值，该值随时间稳定增加。实际上，相移表达式为： $|2\pi f_m t|$ 。当然，如果是 $f_2 > f_1$ ，则信号OL2超前OL1，反之亦然。相移过程持续进行。直到由该处理器所建立的用以衰落补偿的值达到为止，此后，相移停止，并且该相

移保持在所达到的值。仅通过停止 V_x 和 V_y 的产生便可停止相移。

按照前述的观点，接口ISF 必须只在预定的时间间隔内产生两个正弦信号 V_x 和 V_y ，并且必须能够在两个输出端上交换信号 V_x 和 V_y ，以便反转相移的方向。对于第一个目的，接口采用的是信号 T_p ，而为第二个目的，它使用的是信号PRES。当信号 T_p 是高值时，启动 V_x 和 V_y 的产生，但当它为低值时，则在 V_x 和 V_y 的输出端上出现的是对应于出现禁动时存在的相应值的恒定值。信号PRES是由ELAB在一个特定输出寄存器中写入的1比特信号。

属于接口ISF 的地址产生器包括有由来自内部定时电路的一个振荡器信号所定时的一个双向计数器。在每一次计数10递增之时，都进行EPROM 的一个第一读取，且该取的第一字存储在锁存器中。紧随其后但在计数器新的增量之前，EPROM 的最后地址位的逻辑值被取消，以便在第二字的另一存储区中进行第二次读取操作，该字被存储在第二锁存器。第一字的读取的顺序构成了正弦的 V_x 取样的暂态顺序，而第二字的读取顺序构成了 V_y 取样的暂态顺序。

信号 T_p 达到听说的双向计数器的计数启动输入端，启动或禁动EPROM 的读取，并因而产生或停止 V_x 和 V_y 。信号PRES达到计数器的输入端子，确定该计数器正向计数或反向计数的方向。容易示出通过翻转EPROM 的读取方向，在输出端上的正弦 V_x 和 V_y 进行交换，而且移相的方向也被反转。

示例中的相移器能够的6000度/秒的速率产生一个信号OL1的相位转动，这样相位转动的能力是以约16.6Hz的正弦 V_x 和 V_y 的频率 f_m

获得的。组合器COMB有能力跟踪可达到1000dB/ 秒的衰减速度为特征的平坦衰落和以可达300MHz/秒的速度在整个IF频带内移动通过的陷波为特征的散乱衰落。对于组合器速度的唯一限制是由于包括在放大器IF/AGC中的AGC时间常数。

参考图2,注意其曲线图, 其中给了在横座标上示出的平坦衰落值FF和在纵座标上示出的散乱衰落DA值。FF和DA的值以dB表示, 并由ELAB用下列的表达式计算 $DA=20\log VD$; $FF=20\log(VP_{\max}/VP)$, 其中 $VP_{\max}$ 是指在正常的传播条件下, 在一合适的观察时期内由电压VP所取得的最大值。

该图示出了一族曲线FAM1和不属于FAM1的由S和T标记的两条曲线。曲线族FAM1表示函数 $\text{LogBER}(FF, DA)=\text{常数}$ 的情况。该BER是可在普通数字接收机的解调器的输出端处测量的值, 无需在分集中, 要到达该接收机, 一被调信号QAM 要在一个受平坦及散衰落影响的路径上传输。对于该族中的每一条曲线, 被表示成恒定值, 即在参数LogBER恒定条件下所绘的曲线。曲线族FAM1可以被理解为由在三维笛卡尔空间中绘制的函数 $\text{LogBER}(FF, DA)$ 所表示的一组表面水平曲线。在这种情况下, 水平曲线间的距离就给出了函数陡度的指示。

两条线: $FF=FF_1$ 和 $DA=DA_1$, 将变量FF和DA的笛卡尔平面分成四个区, 即分别由 I, II, III 和 IV 所标记的四个区, 以方便下面的说明之目的。

曲线族FAM1给出了十分明了且同时是简洁的说明, 反映出一普通接收机的性能如何会受到不可避免地出现于该部分上的衰落的影响。

响。所说的曲线族是计算机模拟的结果，但是可以通过已知曲线的适当的数学演算而获得或直接经实验而获得。

在所说图形中由S示出的曲线表示函数 $\log \text{BER}(\text{FF}, \text{DA})$ 等于常量的情况，在图1接收系统的解调器的输出端进行测定。该曲线S是通过计算机模拟含有图1完整电路的分集系统而获得的。在模拟过程中，信号是根据下面所提出的多项式而被组合的。在计算过程中，采用 $\log \text{BER} = -4$ 和 $f_{\text{notch}}/f_{\text{symbol}} = 0$ 的值。

由T标记的曲线表示由上述Telettra专利申请表所述的接收系统解调器输出端上所测定的 $\text{LogBER}(\text{FF}, \text{DA}) = \text{常数}$ 的情况，曲线T是由计算机模拟包含由Telettra提出的完整电路的一个分集系统所得到的，其中的组合器操作根据相关的指数公式。为了与曲线S有一正确的比较，计算中使用相同的 $\text{LogBER} = -4$ 的值。

然而图2的曲线并不完整。事实上，在获得曲线族FAM1绘制的计算中，在纵座标上指示的散乱衰落的价值是对于落入在中心频带($F_n' = f_{\text{notch}}/f_{\text{symbol}} = 0$)的一个陷波的。然而这些值可根据在该频带内落于不同位置、不同影响地BER的陷波来得到。因而更完整的信息要求将 F_n' 引入到计算中，作为第二个参数，该参数使得陷波的相关位置被用来模拟散射。在适当地考虑采用另外的相关性的计算机模拟导致绘制新曲线族，对于每一个新的 F_n' 值都有一族曲线，但为简单起见，不以附加图表示。新的曲线族在形状上都与FAM1相似，但随着 F_n' 值的递增而逐步向上平移。最大的平移大约为3dB的平均值是出现在 $F_n' = 0.5$ ，即当陷波落在频带两端时。此外，随着第二

参数 F_n' 的增加, 在每一族中的各条曲线之间会被分得更开。这种情形的解释是, 当陷波移至频带的两端时, 系统变得对于乱衰落不敏感。

从上述讨论的总体上讲, 可得的结论是, 其所收信号受衰落影响的一个接收机的BER 可由对于每一 f_{notch} 值的一族曲线完好地表示。

在下面的描述中, 这种表示方法的效用变得更可理解, 即在利用确实实现更佳的混合一组合策略的数学函数之形状的问题时, 进一步讲, 在进行该组合器COMB如何动作以使在解调器DEM 输出端的BER为最小值的“直观”优点表示时, 它每一次都是有用的。

参考图3, 可以注意到在以FF、DA变量的笛卡尔平面内示出了分别由A、B和C表示的三条曲线。曲线A对应于图2 中曲线族FAM1中由数值 $\log \text{BER} = -4$ 和 $F_n' = 0$ 所指示的曲线。曲线C对应于一条在图2中未示出的曲线, 它具有同于曲线A的 $\log \text{BER}$ 值, 但属于值 $F_n' = 0.5$ 表示的一族曲线。在曲线A和C之间, 包含有对应于 F_n' 从0到0.5连续变化的无穷多条曲线。由线A和曲线C之间的由Zac 所标记的区域表示出了曲线族对于参数 F_n' 的相关性。由B表示的曲线代表在执行了以降低曲线C对于参数 F_n' 的相关性之目的, 变量DA之值合适的规格化之后, 该曲线C所在的新位置。由Zab标记的在曲线A与B之间的区域表示在经规格化之后曲线A对于参数 F_n' 的残留相关性。如图中可见, 变量DA的规格化达到十分好的目的, 且实际上Zab的面积与Zac面积相比是相当小的。采用 DA^* 表示DA已规格化后的数值, 则用来进行

所说规格化的公式如下:

$$(1) DA^* = (k \times DA^2) + (DA \times h)$$

依照实验并按调制的类型,其中 $k=0.0518 \times Fn' / 2$ 及 $h=-0.043 \times Fn' / 2$

公式(1)的应用使所有的可能的曲线族都归属于以函数 $\log BER(FF, DA^*) = \text{常数}$ 为特征的单一曲线族。

为了下列的主要用于确定目标函数的说明参考图2和3是有用的。考察曲线族FAM1可以注意到,通过改变参数 $\log BER$,各条曲线逐渐移动而且彼此互无突破。对于参数 Fn' 的整个曲线族的相关性,此结论也完全适用。这一状态可用这样的事实解释,即在具有实际意义的范围中的函数 $\log BER(FF, DA)$ 是随变量 FF, DA 和参数 Fn' 的值的增大而连续单调增长的。此外,曲线族FAM1的图表示在不同曲线之间呈非常类似的趋向,这种趋向可通过考察在各个区域I、II、III和IV中的曲线而被更好地研究。

区域I是以低平坦衰落值 FF 和高散乱衰落值 DA 为特征的,而在该区域中,曲线具有几乎平行于横坐标轴的趋向。因而 BER 主要依赖衰落。

区域II是以变量 FF 和 DA 的中间值为特征的,且在该区域中, BER 受该二种衰变的影响都很强。

区域III是以低的散乱衰落值 DA 和高的平坦衰落值 FF 为特征的,而在该区域中,曲线具有与纵坐标相比有稍倾斜趋向,但 BER 主要取决于平坦衰落 FF 。

区域IV是以平坦衰落 FF 和散乱衰落 DA 均为低值为特征的,在该

区域中, BER几乎保持不变且接近最小值。

从前面的讨论, FF1和DA1的涵意是清楚的。更详细地说, FF1对应于在其以上平坦衰落须加考虑时的上述的FF值, 而DA1 则对应于在其以上散乱衰落须加考虑时的DA值。

上面涉及区域 I、II、III 和 IV 以及项FF1和DA1的评论自然也涉及经规格化的曲线族 $\log \text{BER}(\text{FF}, \text{DA}^*) = \text{常数}$ 的情况, 此曲线族未在图中示出, 但它们是类似于曲线族FAM1的图。对于上述曲线族, 涉及图2 的说明也继续适用。

对于采用最佳的混合组合策略的意图, 所采纳的方法是选择一多项式型的目标函数, 其中的变量FF和 DA^* 能够接近、以及有可能是曲线族FAM1的平均趋向。由于多项式函数简单且易于以计算来处理的事实, 所以这一选择带来了直接好处。由于对多项式函数的特定趋向的预选, 第二个优点是使BER 的为最小值更快且更有效。实际上, 所说的趋向良好地再现出接收机对于一客观物理实体的反应, 即, 其中的衰落决不只是平坦型或只是散乱型。这表明, 由处理器ELAB所计算的目标函数如下所示:

$$(2) \text{OB}(\text{FF}, \text{DA}) = \text{OB1}(\text{FF}) + \text{OB2}(\text{DA}) \text{ 其中,}$$

$$(3) \text{OB1}(\text{FF}) = (\text{FF} - a)^2, \text{ 当 } \text{FF} > \text{FF1} \text{ 及 } \text{DA}^* > \text{DA1}^*.$$

$$(4) \text{OB1}(\text{FF}) = (\text{FF} + b), \text{ 当 } \text{DA}^* \leq \text{DA1}^*$$

$$(5) \text{OB2}(\text{DA}^*) = C(\text{DA}^* - d)^2, \text{ 当 } \text{DA}^* > \text{DA1}^*$$

$$(6) \text{OB2}(\text{DA}^*) = (m\text{DA}^* + q), \text{ 当 } \text{DA}^* \leq \text{DA1}^* \text{ 及 } \text{FF} \geq \text{FF1}$$

在表达式3和4中的项FF1即为在图2中指出的项。在5和6中, 项 DA1^*

具有大致等于图2中项 DA_1 的数值。

图2至图6是作为非限定的一个可能的多项式型目标函数的实例而给出的，对曲线族FAM1的更精确的近似可能要求增加附加的更高等级项。对取决于调制类型的系数 $a \div d$ 、 m 和 q 的值进行计算，以获得图2曲线 δ 的最大可能的近似。

根据变量 FF 和 DA^* 的数值，目标函数2产生一族目标曲线，它们彼此间适当分开并在形状上都与图2中所示单一曲线 δ 相似。

由于多项式函数是利用规格化的散射变量 DA^* 所计算的，因而目标曲线族对于参数 F_n' 没有相关性。由于曲线族FAM1与目标函数的曲线族的相似性，该目标函数的最小化过程也导致了函数 $lobBER(FFDA^*)$ 的最小化，并从而导致在解调器DEM输出端的BER的最小化。

图2给出的直观帮助在理解BER的最小化操作中有益，它的确包含这样的搜索，即，寻找最短的途径将两条曲线结合起来，即从在一普通曲线上的任一点开始到达紧随在其下面的曲线。专门来考察在区域II中的最小化过程，其中的代表两种类型衰落的变量呈现为中间值，注意到，目标曲线族的S型曲线具有这样的曲度，即在寻找最小值期间，两种类型的衰落都被充分地考虑。

因此，对于已知的组合器更加严格的该区域，对于组合器COMB则根本不严格，因为它总是根据一个有效的组合策略而动作的。而对于Telettra组合器就不能下此结论，因为它是以类似于曲线T的一组曲线为基础工作的，在该区域II中，曲线T表现出斜率的锐变。

当然，当最小的BER落入区域II中时，并不对应于一个最大功

率的情况，也不对应于最小散射的情况，它是对应于这两种状况的优化组合。

图4至图7示出了由微处理器INTEL 80C31 实施程序的流程图，该处理器构成处理方框ELAB。该程序控制着组合器COMB和包括本发明组合器为一部分的图1 的接收设备。程序的结构完全不反映采用已知算法以寻找函数之最小值的程序的结构。由于实施最小搜索策略，该程序被变得更为明确和协调，这种策略是通过试验和恰当地组合其数值以不可预见的方式改变的项来执行的。所说的策略主要包括在接收机的某些物理参数中引入适当的（微）扰动，并由此对目标函数值以及单独测量的平坦和散乱衰减的影响进行估算，自适应地修正这些数和/或所说扰动的强度，直到达到一个优选的平坦或散乱衰减的条件，以使得目标函数不再减小。

上面的描述可由下面对流程图的阐述而进一步澄清。

——进行步骤1和2对微处理器的RAM 和一些内部寄存器进行初始化操作，其中的RAM 以及这些寄存器以下称为单元，这些单元涉及频率 f_{notch} 、限定四个区域的常量FF1和DA1，用于规格化表示的系数 k 与 h 、及为目标函数系数的 a 、 d 、 m 和 q 。

——在随后的步骤3中，单元寻找信号 V_p 的最大值 VP_{max} ，该值随之被用于计算变量FF；

——步骤4中，单元读取输入数据，即对应于输入信号 VP_1 、 VP_2 、 VP 、 VD 和 F_n 的数字值；

——步骤5中完成对于 VP 和 VD 的检测；如果读出的值保持不变，

程序返回前一步骤4，否则将进行步骤6，在该步骤中计算变量FF、DA、 F_n' 、 DA^* 并随之计算目标函数 $OB(FF, DA^*)$ ；

——步骤7中，单元产生出输出信号 T_p 、PRES、RG1和RG2的合适的值。信号 T_p 和PRES指令信号OL1的一预定的相移。信号RG1和RG2启动前端放大器(F-END) RFAMP1和RFAMP2的增益控制。所说的增益控制用以两个原因，首先，防止当所接收信号的电平太高而使前端放大器饱和，其次，在目标函数的最小化期间实现最佳混合组合策略。为了这一目的，假如散射VD是极低的话，信号RG1和RG2就可使RFAMP1和RFAMP2避免饱和。但如果散射VD被检测到，只有接收到最大被衰减信号的放大器之增益才被增加。这样就使得仅在执行OL1的步骤之后才使回波较好的消除。随后程序进行与步骤4与6相似的步骤8和9。程序执行中要将步骤7、8、9重复几次，这是由于单元进行这些的尝试以使设备的BER达到最小。

——随后的步骤10是检测目标函数之值是否为恒定：如果是的话，在步骤11中计算散射VD的测试值，以确定在此该它是否已往增加。如果VD增加，在步骤12中重复对VD的检测，以确定是否它已经保持恒定或已经减小。假如VD已保持恒定，在步骤13中完成对已组合信号的VP功率进行检测以确定是否它已经减小；如果VP没有减小，则启动包括步骤16、17和18的程序，就象步骤7、8和9一样从C点开始。假如从已在步骤11与12完成的关于VD的检测中得知散射已经减小，程序从步骤12直接到点(c)而跳过步骤13。

——回到步骤10的测试，假如目标函数已经不为恒定，则在步

骤14中完成所说函数值的另外一个测试。如果该值已经下降，程序返回点(c)，如果目标函数已经增加，进行步骤15，在该步骤中，单元产生对移相器SF预置命令，以反转信号OL1 相移的符号，随后程序继续在点(c)。即使在下列情形中程序仍执行步骤15：即在步骤11中VD已经增加，和在步骤13中VP是恒定或已减小。

——在执行了阶段16、17和18以后，程序在步骤19中完成一个对目标函数值的检测，以查看它是否已减小。如果是，程序返回到点(c)，否则到步骤20重复对目标函数的检测以确定它是否保持恒定或已增加。

——如果步骤19和20的检测表明目标函数已经增加，则程序返回到点(E)。如果该函数保持恒定，在步骤21中完成一个关于散射VD的检测。如果VD已经增加，在步骤22要执行VP功率的检测，即检测是否VP大于一个上限值，那样则使得平坦衰落FF小于值FF1。在实践中，如果组合器工作在图2 的区域 I 或 IV 中，VP被检测。若VP确大于一个上限值，程序到达点(E)，因而执行步骤23和24，它们与步骤15和7完全一样，随后程序跳回到本程序的开始部分中的(A)。如果在步骤22中VP是小于或等于上述的上限值，这意味着组合器工作在图2中的区域 II 和 III 中，则程序跳到点(F)，先于在步骤25中执行的散射VD的检测。

——如果在步骤21中的检测表示VD没有增加。程序则跳过步骤22、23和24直接到步骤25。在步骤25中，要查询是否VD小于一个数值以使DA值小于值DA1。在实际中，如果组合器工作在图2的区域 III

或Ⅳ中就要进行这种检测。如果不是在此区域，即意味着组合器在图2 的区域Ⅰ或Ⅱ中，在此情况中，在步骤26中完成对VP功率的测试，以得知是否组合器工作于图2 的区域Ⅰ或Ⅱ中。如果是工作在区域Ⅰ中，程序跳至点(G)，但若是在区域Ⅱ中，则程序执行其开始由点(H)标志并与步骤7、8、9完全相同的三个步骤27、28和29的一个序列。如果步骤25的测试表示组合器工作于图2 的区域Ⅲ或Ⅳ中程序则跳过步骤26而直接进行步骤27、28和29的顺序。

——在步骤29的末端，程序进入步骤30，在其中对目标函数的值进行检测：如果该函数已减小，则跳至点(C)，否则在下一阶段31执行另外一个检测，以得知是否该函数已经增加或是保持恒定。在增加的情况下，程序跳至点(E)，而在恒定时，程序在步骤32中执行一个与步骤26完全一样的关于VP的检测。

——如果步骤32的测试表明组合器是工作于图2 中的区域Ⅰ或Ⅱ中，程序则进入步骤33，在其中完成一个与步骤25一样的对VD的检测。如果在步骤33中的附加检测表示组合器工作于图2 中的区域Ⅰ，则跳到点(E)，否则意味着组合器工作在图2 的区域Ⅳ中：此时程序进入步骤34。如果步骤32的测试表明组合器工作在图2 的区域Ⅱ和Ⅲ中，则程序跳过步骤33而直接到步骤34。

——在步骤34中完成对VP功率值的检测：若已减小，则跳至点(E)，否则跳至点(H)。

——如果在步骤25和26中完成的两个测试表示组合器工作在图2 的区域Ⅰ中，则步骤26返回到点(G)，其中程序执行与步骤7、8

和9相同的步骤35、36和37的顺序，然后进入步骤38。

——步骤38对目标函数值做测试：如果减小，跳至程序起始处的点(C)，否则程序到步骤39，在其中完成另一个检测以确定是否该目标函数值保持恒定或增加。在保持恒定的情况下，程序执行跳到点(E)，否则程序进入步骤40，在该步骤中，象在步骤26和32中完成的测试一样完成对于VP功率的测试；

——如果步骤40的检测表明该组合器正工作于图2 的区域II 或III 中，则在步骤41要执行对功率VP的另一次检测，以决定它是否已经降低，如果步骤40表明组合器是工作于图2 的区域I 或IV，则程序跳过步骤41而从步骤40直接到步骤42，但如果执行了步骤41且表明VP已经减小，则是跳到点(H)，否则在这种情况下也要执行步骤42。

——步骤42是对于散射VD的检测，以决定是否它已增加，如果增加即跳到点(E)。否则程序进入步骤43，在其中执行对散射VD的另一个检测，以便确定它是否保持恒定或已减小：在恒定的情况下，程序跳至点(F)，而在减小情况下跳至点(G)。

程序流程图的详细描述连同可在所指出的微处理器或相类似的编程与操作手册中获得的信息，使本专业普通技术人员，尤其是微处理器使用者对于本发明之目的的组合器得以实施。

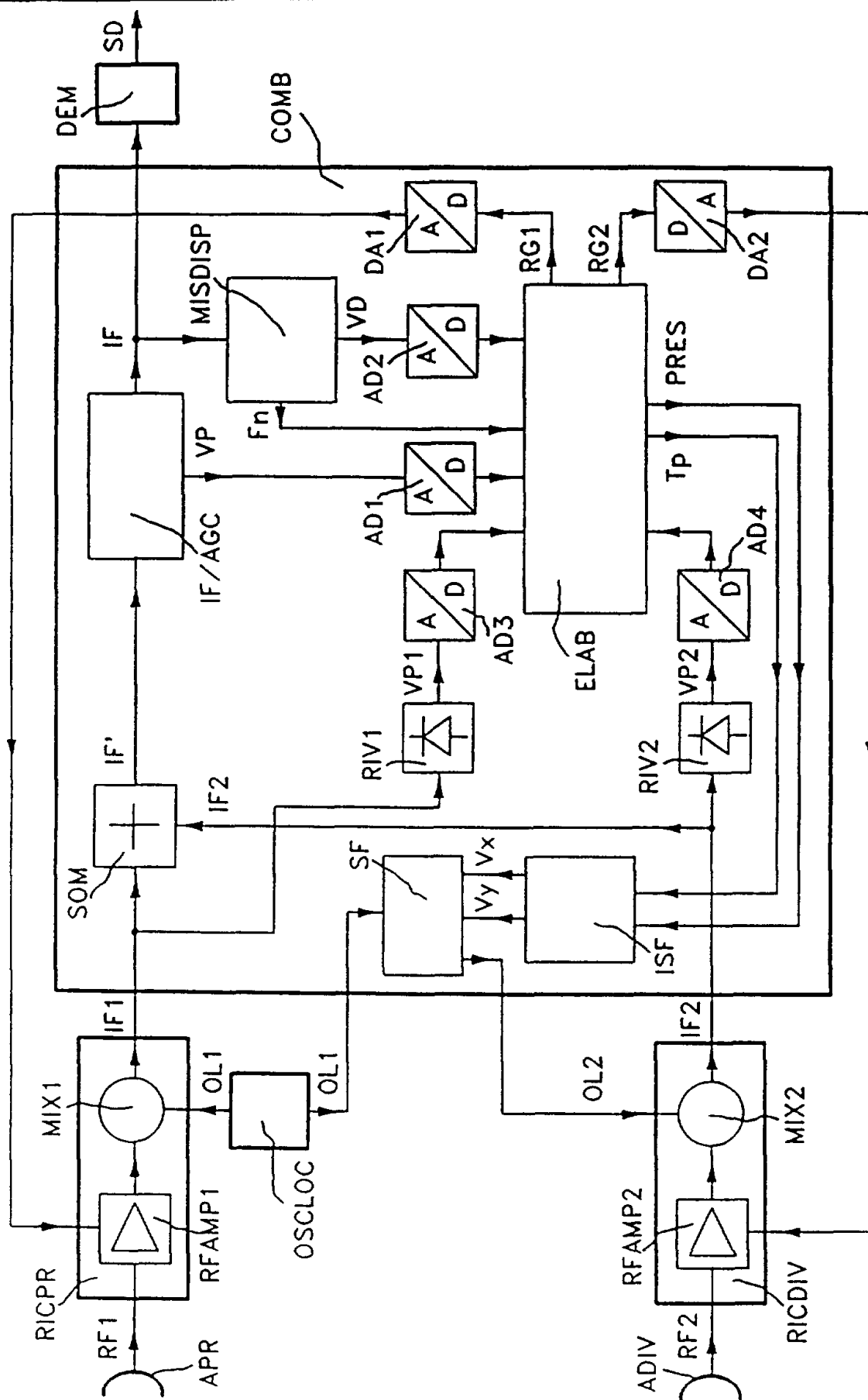


图 1

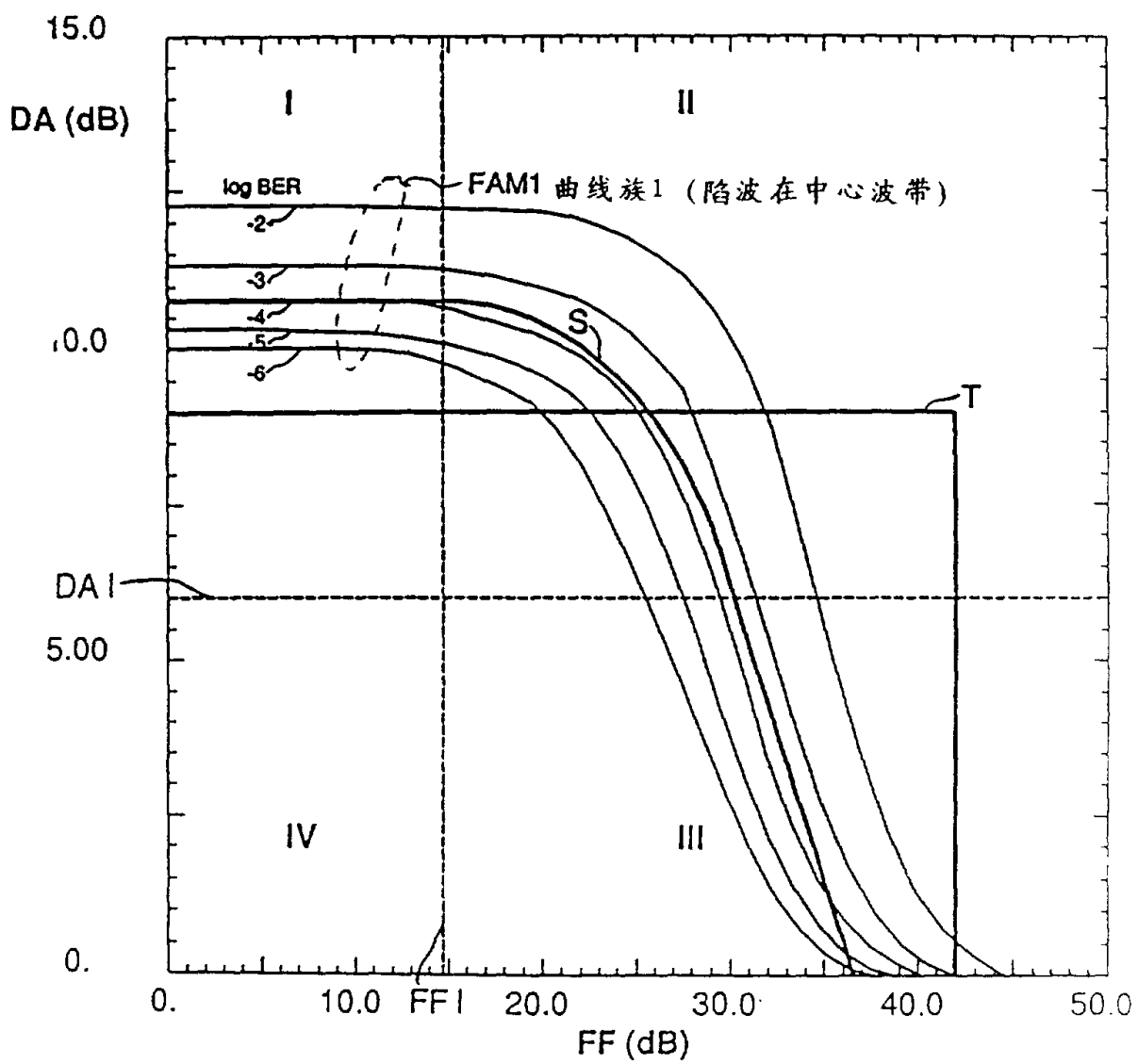


图 2

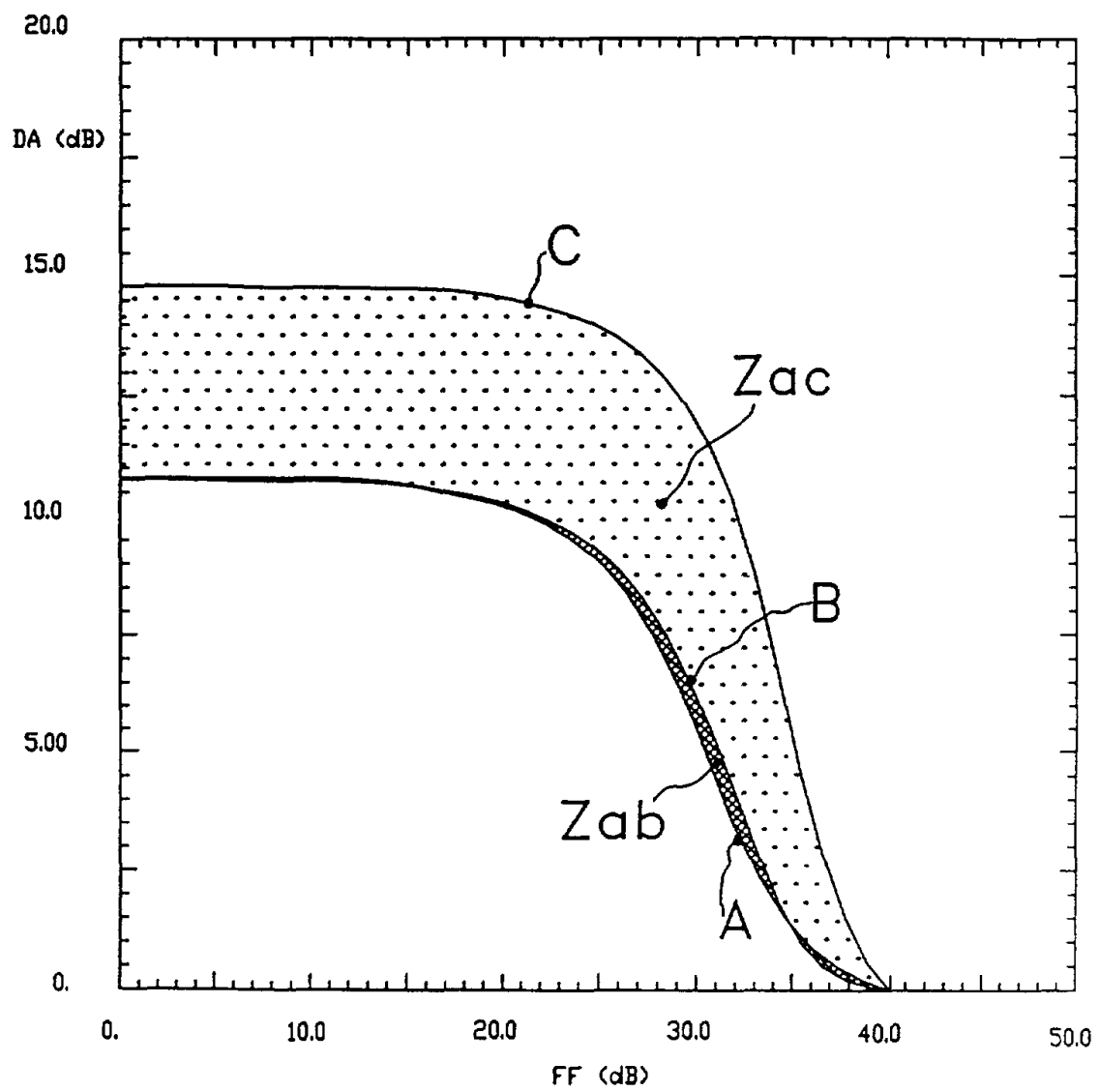


图 3

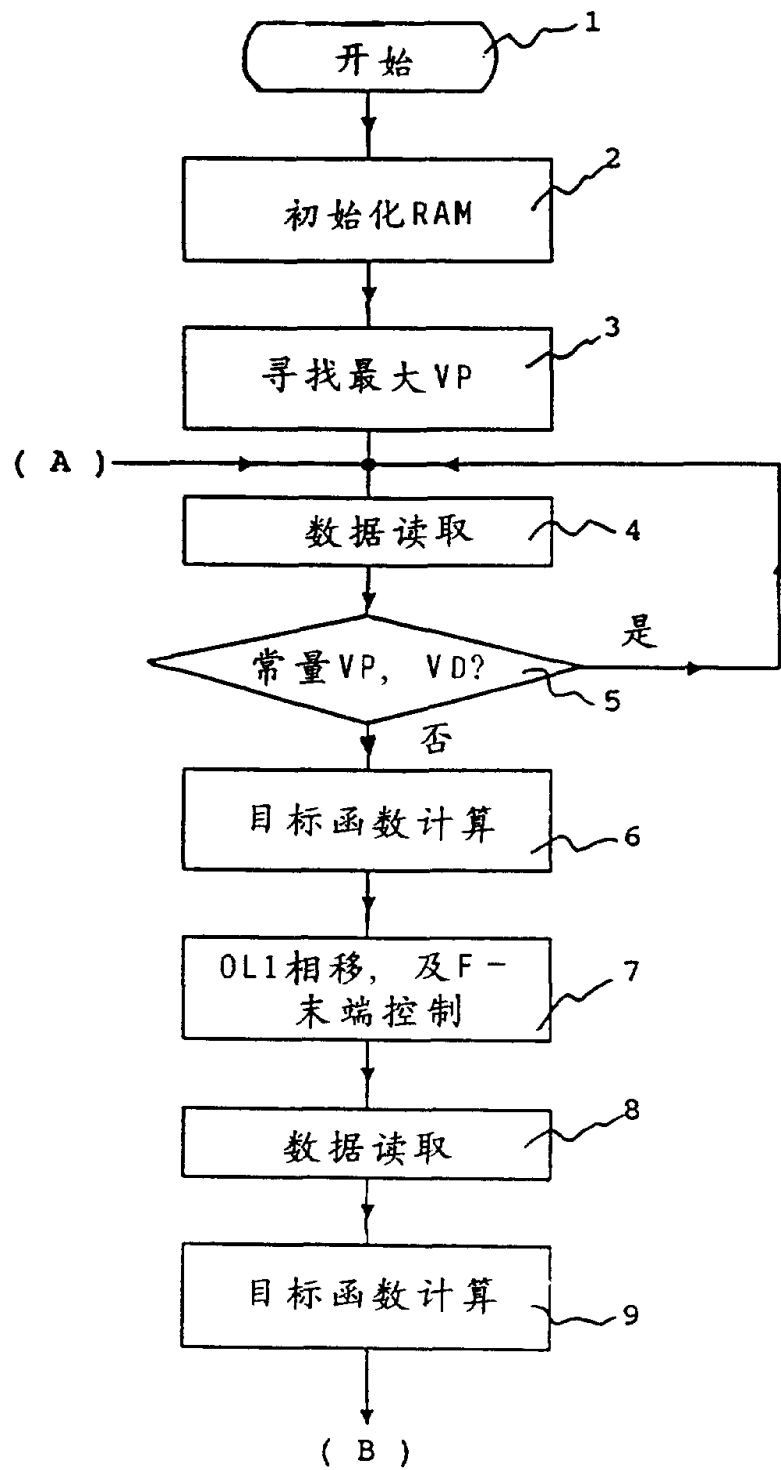


图 4

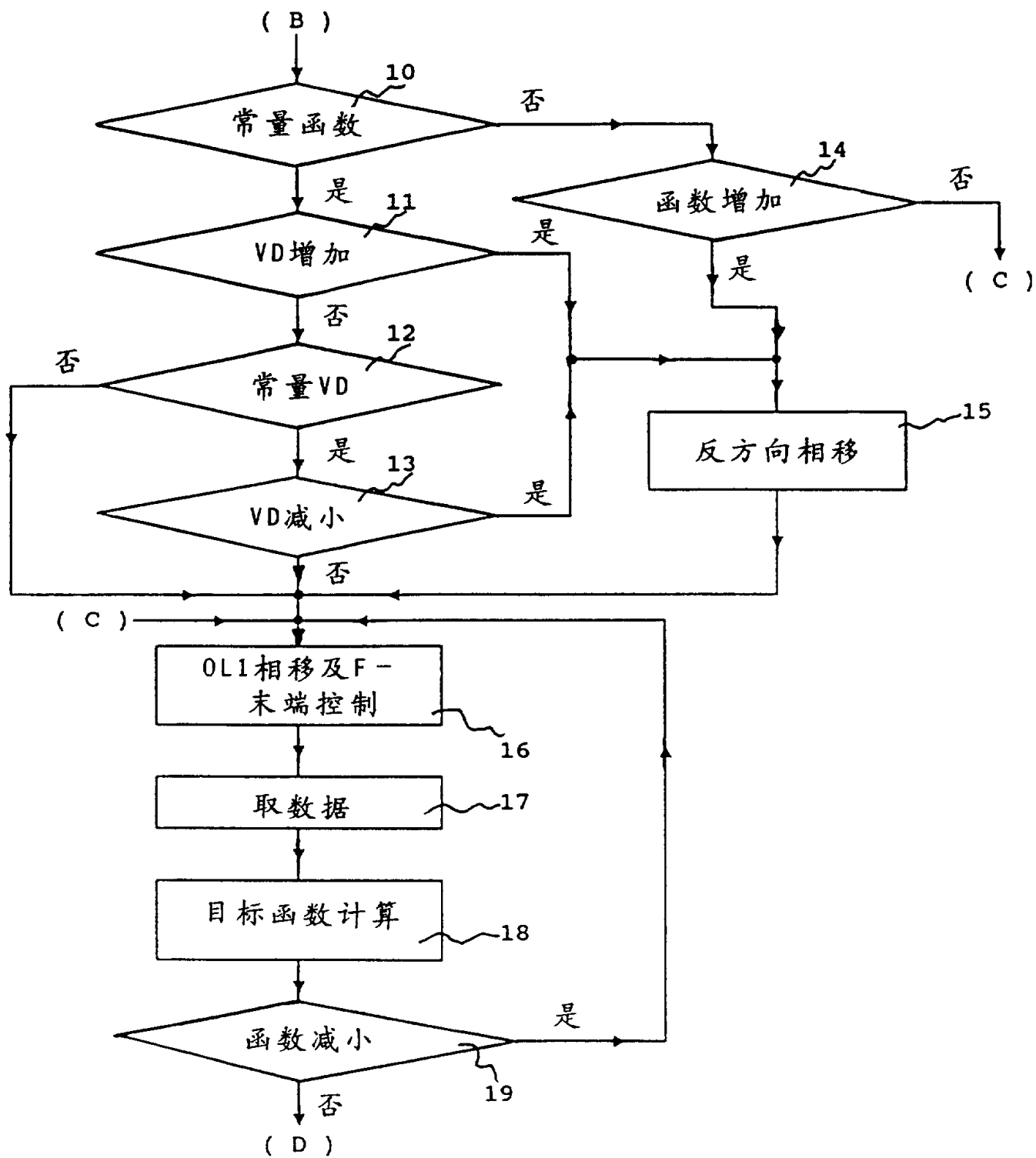


图 5

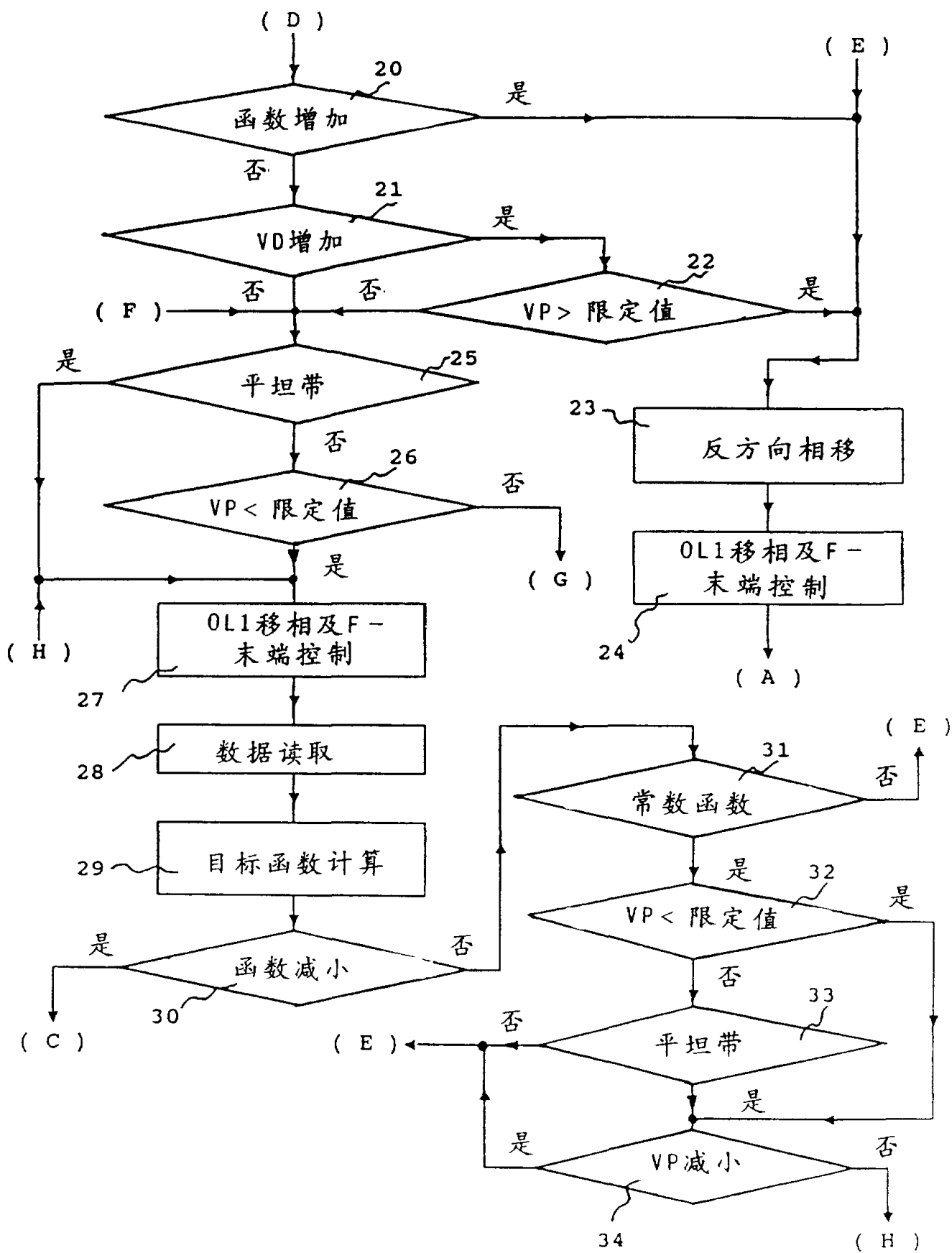


图 6

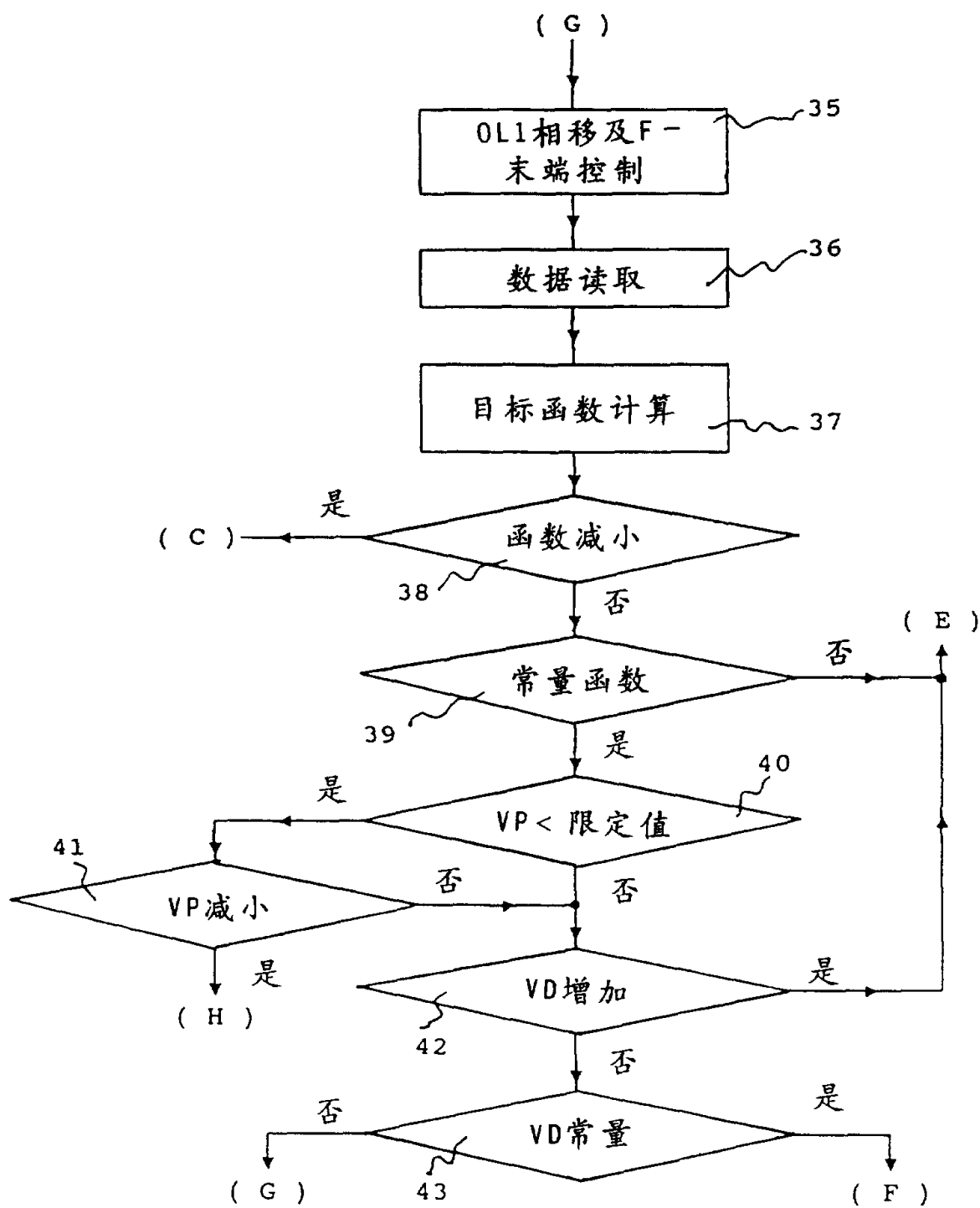


图 7