自适应处理提高天线性能

G.Bienvenu 和 J.L.Vernet

（法国Thomson-CSF公司水下技术部）

一、引　　言

本文给出了两个自适应时-空处理器的实验结果。其中一个处理器用于主动式检测，而另一个用于估计。在前一情况中，信号的时间形式是已知的；而在后一情况中，它是未知的。在两种情况下，我们都假定了信号和噪声是不相关的，信号的方向是已知的。

在稳定介质中，通常的主动式或被动式检测与估计的准则下的最佳天线处理器，已经在一些著作中论述过。有一些在第二节中给出。这些处理器同传感器接收到的噪声之间，只通过噪声的时-空相关矩阵R的倒数相联系。假定R未知，并且是缓变的（在海上常常是这样的），那末此相关矩阵完全以它的估计量代替，可以得到同样的处理器。这些处理器称之为自适应处理器。直接运用这个方法是麻烦的，因为矩阵R的维数几乎总是很大的，因此，它的求逆需要大量计算。在本文讨论的系统中，滤波器是由运算法叠代估计的，避免了求R的逆矩阵。这些运算法与Widrow[1]所用的类似。

与假定矩阵R为单位矩阵（传感器间噪声独立、在所用频带内是白噪声）的处理相对照，自适应处理所达到的性能与噪声场的特性有关。若噪声场包含有方向性噪声源，则性能好。但性能还受自适应运算法的收敛速度的限制。自适应运算法的收敛速度应该比噪声场变化的速度快。通过在计算机上此两种处理器的模拟，对它们的性能进行了测量。合成的噪声场以及取自海洋噪声记录的实际噪声场，都使用了。

二、稳定介质中最佳时-空处理

下面假定接收带宽是有限的，这样就能对接收到的信号采样。所讨论的最佳处理器是数字式的。最佳化是在一有限周期时间T内进行的。主动式检测情况下，T与信号的持续时间相一致。在估计的情况下，它的范围可与接收到的噪声的时-空相关函数的持续时间相比拟。

1．符号与时-空数字处理器的描述

天线有K个传感器，因此时—空滤波器有K个输入。传感器来的信号经过采样和延时，使得天线指向信号的方向。因此，在有信号时，信号对所有输入是同样的。图1是一时-空数字处理器的示意图。它有K个滤波器，每个滤波器有L个抽头。

——$x_1(t)$，…，$x_k(t)$，…，$x_K(t)$ 是K个输入信号。

——$\vec{X}_1$，…，$\vec{X}_k$，…，$\vec{X}_K$是K个L维矢量，代表滤波器中的采样信号。

——$\vec{X}$是由K个矢量$\vec{X}_k$构成的一个矢量，有（$K\times L$）个分量，$\vec{X}^T=(\vec{X}_1^T,\cdots,\vec{X}_k^T,\cdots,\vec{X}_K^T)$。

——W是由K个矢量$\vec{W}_k$构成的一个矢量，有（$K\times L$）个分量，$\vec{W}_k$代表各个滤波器的权重。

——$M\vec{S}$是由K个信号矢量$\vec{S}$构成的一个矢量，有（$K\times L$）个分量，$(M\vec{S})^T=(\vec{S}^T,\cdots,\vec{S}^T,\cdots,\vec{S}^T)$

M是由K个（$L\times L$）单位矩阵构成的列矩阵。

在无信号时，矢量$\vec{X}$即是噪声矢量：$\vec{X}=\vec{B}$。

在有信号时，$\vec{X}=\vec{B}+M\vec{S}$。R是仅有噪声时的时-空相关矩阵，$R=E(\vec{B}\vec{B}^T)$。它是对称的，并假定是可逆的，因此，它是正定的。R_x等于$E(\vec{X}\vec{X}^T)$。

矢量用列矩阵表示。$\vec{X}^T$是$\vec{X}$的转置。

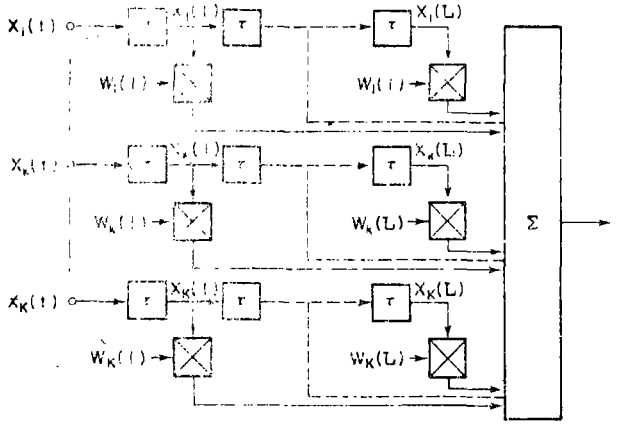


图1　数字时-空处理器

2．最佳处理器[2-9]

不同的检测与估计准则下的最佳天线处理器，已经在各种不同的文章中给出。在此回顾其中三个：

主动式检测　信号$\vec{S}$已知。无论假定噪声是一组联合高斯零平均过程，而使用最大似然比准则，或者假定噪声的相关矩阵已知，而使用匹配滤波器准则，得到的最佳数字处理器的解$\vec{W}_{MF}$是相同的：

$$\vec{W}_{MF}=\alpha R^{-1}M\vec{S}$$

被动式检测　假定噪声是一组联合高斯零平均过程，信号是高斯零平均过程。此时最佳数字处理器的结构是，先经过一处理器W_{PD}：

$$W_{PD}=R^{-1}MA$$

由它给出一个L维矢量$\vec{Y}$，然后实现标量积$\vec{Y}^T\vec{Y}$。A为一（$L\times L$）矩阵，它满足$AA^T=(R_s^{-1}+M^TR^{-1}M)^{-1}$，其中$R_s=E(\vec{S}\vec{S}^T)$。

一未知信号的估计　只是信号的方向已知。噪声假定是一组联合高斯零平均过程。使用最大似然比准则，得到最佳数字处理器W_E：

$$W_E=R^{-1}M(M^TR^{-1}M)^{-1}$$

采用使一无偏线性估计的方差最小的方法，得到同样的处理器。

3．最佳空间处理

若干作者已经提到了，所有最佳天线处理器是由一个与准则无关的共同的时-空处理器和后面联上的一个与准则有关的时间处理器所组成的。共同的处理部分由项$R^{-1}M$代表。K个具有L个时间采样的输入信号，通过此共同的处理部分，给出一个具有L个时间采样的信

号。我们也可以把未知信号的估计器W_E用作共同的空间处理部分，它对所有的处理器是通用的，起到一个最佳天线的作用，给出从所选方向来的信号的最优估计。它使其他方向噪声源来的功率最小。因此，它推广了天线的概念。而且，它可以通过噪声的时-空相关矩阵R来构成，或者通过噪声加信号的时-空相关矩阵$R+MR_{SS}M^T$来构成。这一特点对于自适应实现这种处理是特别有意义的。

三、自适应处理[1]

为了实现自适应处理，我们必须估计单独噪声的相关矩阵。当我们通过传感器上来的信号估计此矩阵时，我们事先并不知道信号存在与否，我们不能说得到的估计确实是属于单独噪声的矩阵，或者说是属于加上信号后的矩阵。然而，这个问题对于两种非常有用的处理器是能够解决的。一种是最大似然比估计器，因为它具有前面提到的性质。另一种是主动式检测处理器，在这种情况下，噪声场的变化周期比所用信号的持续时间要长。这样，自适应的时间常数可以选得足够大，使得信号不至于干扰滤波器。下面对应于这两种情况描述两种自适应处理器。

四、自适应空间处理器（估计）[10,11]

由关系式$W_E=R^{-1}M(M^TR^{-1}M)^{-1}$定义的估计器，在同一时刻估计了信号的$L$个时间采样。在实际系统中，每个采样时刻只要估计一个信号采样。因此我们只要实现矩阵W_E的一列。例如，假若我们要估计信号矢量的第i个分量，则该处理器由W_E的第i列给出。即$\vec{W}_E=R^{-1}M(M^TR^{-1}M)^{-1}\vec{\Delta}$，其中$\vec{\Delta}$是一矢量，具有$L$个零分量，除了第$i$个等于1。因此我们得到信号的一个序贯估计。自适应运算法由最佳滤波器的一个特性得到。$\vec{W}_E$使输出噪声$\vec{W}_E^TR\vec{W}_E$的方差最小，因此给出了$\vec{S}$的第i个采样的一个无偏估计，即

$$E[\vec{W}_E^T(\vec{B}+M\vec{S})]=\vec{W}^TM\vec{S}=s(i)，\text{因而}\ M^T\vec{W}_E=\vec{\Delta}$$

然后使用梯度投影的方法

$$\vec{W}_{n+1}=\vec{W}_n-\epsilon[I-M(M^TM)^{-1}M^T]R\vec{W}_n$$

以及取第一个矢量$\vec{W}_0$，使得$M^T\vec{W}_0=\vec{\Delta}$。既然修正矢量是使得$M^T[I-M(M^TM)^{-1}M^T]R\vec{W}_n=0$，因此对于所有$n$，$M^T\vec{W}_n=\vec{\Delta}$。这样，所得到的所有矢量$\vec{W}_n$满足此约束条件。运算法在矩阵$R$由其瞬时估计值$\vec{X}_n\vec{X}_n^T$代替下得到，可写成：

$$\vec{W}_{n+1}=\vec{W}_n-\epsilon[I-M(M^TM)^{-1}M^T]\vec{X}_n\vec{X}_n^T\cdot\vec{W}_n$$

可以证明，假如相继的输入矢量$\vec{X}_n$是独立的和高斯的，并且ϵ足够小，那末$\vec{W}_n$平均收敛到最佳值$\vec{W}_E$，而且减小ϵ值可以使它的方差任意小。但是，ϵ越小，收敛就越慢。

为保证$\vec{W}_n$的方差收敛，ϵ的一个上界为矩阵R的迹的三分之二。

事实上，对估计器所做的模拟表明，为了使得到的方差小得可以忽略，ϵ的值必须还要小。$\vec{W}_n$的这个方差在输出端产生一个噪声，这个噪声随着最佳天线的总的输出功率$\vec{W}_E^TR\vec{W}_E$增加。在噪声场给定的情况下，它就因此随着信号增加，但是它被限制到某一个值，使得所得到的性能决不劣于R以单位矩阵代替时处理的性能。

为了在R是变化的（因而R的迹也是变化的）介质中使用这种处理器，应该在每次叠代时对ϵ作出估计。为此，让ϵ_n等于

$$\epsilon_n=\frac{k}{\vec{X}_n^T\vec{X}_n}$$

其中k是一常数，$\vec{X}_n^T\vec{X}_n$是矩阵R的迹的瞬时估计值。ϵ_n变化的影响是可以忽略的。

五、主动式检测的自适应处理器

所要实现的处理器由$\vec{W}_{MF}=\alpha R^{-1}M\vec{S}$给出。

在一自适应系统中，必须固定常数α，使得作为$\vec{W}_n$收敛目标的矢量能够被确定下来。有若干方法达到这点。我们选择了对$\vec{W}_{MF}$规定下面的约束条件：$\vec{W}_{MF}^T M\vec{S}=\beta=$常数。

$\vec{S}$是一确定的矢量，因为它是发射信号的一个副本。因此这个关系意味着相关峰正比于输入信号。假如接收到的信号是某一个$\vec{S}$，则相关峰就等于某一个β。因此$\vec{W}_{MF}$可写为

$$\vec{W}_{MF}=\beta\frac{R^{-1}M\vec{S}}{\vec{S}^TM^TR^{-1}M\vec{S}}$$

$\vec{W}_{MF}$按照下面运算法叠代计算：

$$\vec{W}_{n+1}=\vec{W}_n+\epsilon\left\{\left[g(\beta-\vec{W}_n^TM\vec{S})+\frac{\vec{S}^TM^T\vec{X}_n\vec{X}_n^T\vec{W}_n}{\vec{S}^TM^TM\vec{S}}\right]M\vec{S}-\vec{X}_n\vec{X}_n^T\vec{W}_n\right\}$$

修正矢量的形式为$(\alpha_n M\vec{S}-\vec{X}_n\vec{X}_n^T\vec{W}_n)$，其中$\alpha_n$是一标量，假如运算法收敛的话，它就趋向$\alpha$。由于有$g(\beta-\vec{W}_n^TM\vec{S})$项，约束条件是满足的。在与前面相同的对矢量$\vec{X}_n$的假设下，只要$\epsilon$足够小，则$\vec{W}_n$平均收敛到$\vec{W}_{MF}$，减小$\epsilon$，可以使其方差任意小。

为了保证收敛的方差小，与第四节中提到的一样，在每次叠代时对ϵ要给出一个值：$\epsilon_n=k/\vec{X}_n^T\vec{X}_n$。$g$的值应小于$\vec{S}^TM^TM\vec{S}/\vec{X}_n^T\vec{X}_n$。

六、自适应处理器的性能—模拟实验

以上两种自适应处理器在计算机上进行了模拟。将所得结果与用单位矩阵代替R矩阵的处理器相比较，由此测得了两种自适应处理器的性能曲线。在R矩阵以单位矩阵代替时对于估计，$\vec{W}_E'=M(M^TM)^{-1}\vec{\Delta}=M\vec{\Delta}/K$；对于主动式检测，$\vec{W}_{MF}'=\alpha M\vec{S}$。因此它们等效于经典的天线处理（除了由于输入信号所造成的差别以及在主动式检测情况下还有信号与信号副本间求相关外）。因此自适应处理器的增益完全是由矩阵R来的。当噪声是白噪声，并且在传感器间是独立的（全向噪声），就没有增益。但是，当还有方向性噪声源时，其增益可

达到很大的值，而且当该噪声源相对于全向噪声来说越强时，增益就越大。可以证明，若最佳化的时间，因而也就是滤波器的长度，无限长，那么最佳处理的特点就是消除（$K-1$）个独立方向性噪声源，如果不存在任何全向噪声的话（K是天线传感器的数目）。若最佳化的时间与传感器上接收到的噪声的时-空互相关函数的持续时间相当的话，则对噪声源可达到基本上的消除。

1．模拟实验的概况

模拟的天线是直线的，有十个传感器，半波长间隔（对4.6千赫）。对于中心频率（3千赫），3分贝束宽等于15°。接收到的信号通过2至4千赫的带宽滤波。然后以最高频率的2倍，即10千赫，进行采样。

在空间处理器的情况下，滤波器有32个记忆单元，而对互相关函数长度的估计是在30个采样间隔内进行的。在主动式检测器的情况下，信号是10毫秒的方脉冲，从2千赫到4千赫线性调频（$BT=20$）。它包括100个采样点。滤波器记忆单元的数目因此定为100。

在这两种情况下，信号的方向与天线垂直。使用了两种噪声场：

（i）模拟场：它们由传感器间相互独立的白噪声，以及不同功率和方向的方向性噪声源组成。

（ii）实际场：它们是海上记录的一些实际噪声。记录时所用天线的特性与模拟天线的相同。

在每一种处理中，自适应与经典处理器的增益对于信号来说是一样的。所以就可能通过比较输出噪声功率来测得自适应处理器的增益。

2．模拟结果

模拟的结果列于图2至图7。在空间处理器的情况下，当噪声是模拟的时候，信号是白高斯噪声；当噪声是实际的时候，信号是3千赫的正弦波。空间处理器的初始矢量是$\vec{M\Delta}/K$，主动式检测处理器的初始矢量是零矢量。图2至图5给出了在下面各噪声场的情况下自适应处理器相对于经典处理器的增益（增益由该两个处理器输出噪声功率的比得到，曲线画到10000次叠代）。

图2：噪声场只有一个方向性噪声源。它是白高斯噪声，方向为21°。在主动式检测的情况下，增益达21分贝。在空间处理的情况下，所达到的增益依赖于信噪比，这与理论所规定的一致。在无信号时该增益为17分贝；输入信噪比为－16分贝，输出信噪比为13.5分贝时为14分贝；输入信噪比－10分贝，输出信噪比16分贝时为11分贝；输入信噪比－4分贝，输出信噪比18分贝时为7分贝。

图3：噪声场由这同样的噪声源与功率小10倍的全向噪声组成。对于主动式检测，增益达4分贝。对于空间处理器的情况，在无信号时增益为5.5分贝；在输入信噪比为－11分贝，输出信噪比为8.5分贝时增益为5分贝。

可以注意到，由于全向噪声使性能下降了。

图4：噪声场由全向噪声与方向为10°的（因此在主瓣内）同样的方向性噪声源组成，方向性噪声源的功率为全向噪声的3倍。在主动式检测情况下，增益达11分贝。在空间处理情况下，无信号时增益为10分贝；在输入信噪比为－4分贝，输出信噪比为9.5分贝时为9.5分贝。这个实验说明自适应天线的“指向性”与噪声场有关。

图5：噪声場由全向噪声与三个方向性噪声源组成。这些方向性噪声源是独立的白高斯噪声。它们的功率为全向噪声的10倍，方向分别为21°，33°，47°。

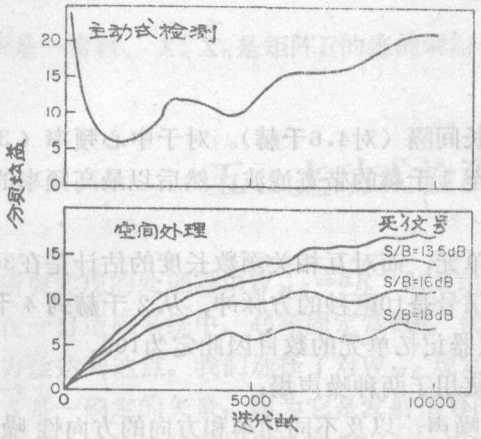


图2　一个方向性噪声源（21°）

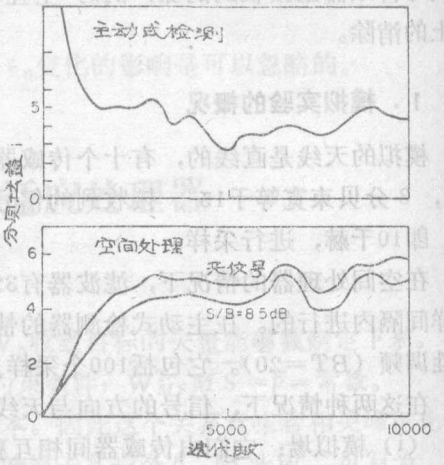


图3　全向噪声（功率＝1）与一个方向性噪声源（21°，功率＝10）

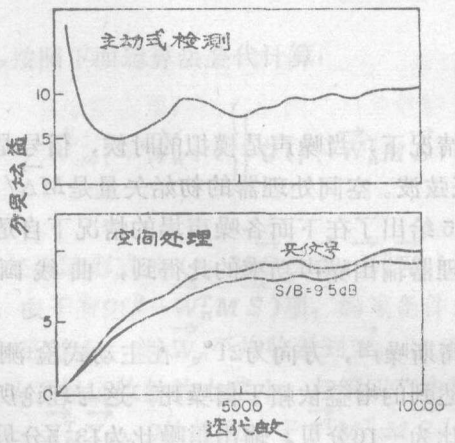


图4　全向噪声（功率＝1）与一个方向性噪声源（10°；功率＝3）

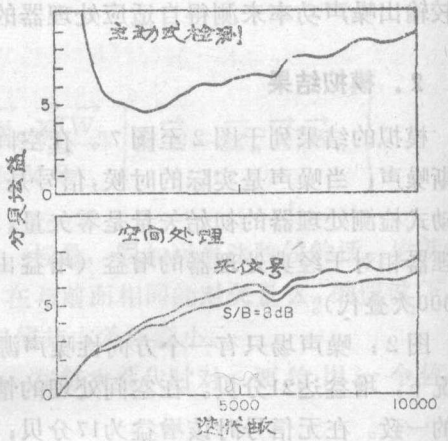


图5　全向噪声（功率＝1）与三个方向性噪声源（21°，33°，47°；功率＝10）

贝

主动式检测下增益达9分贝。

空间处理的情况下，无信号时增益为7.5分贝；在输入信噪比为－13分贝，输出信噪比为8分贝时为7分贝。

在所有这些情况下，自适应时间从3000次叠代变到10000次叠代(即是从0.3秒到1秒)。

图6与图7表示两种实际噪声場情况下处理器的输出信号。所记录的噪声没有任何明显的方向性噪声源。

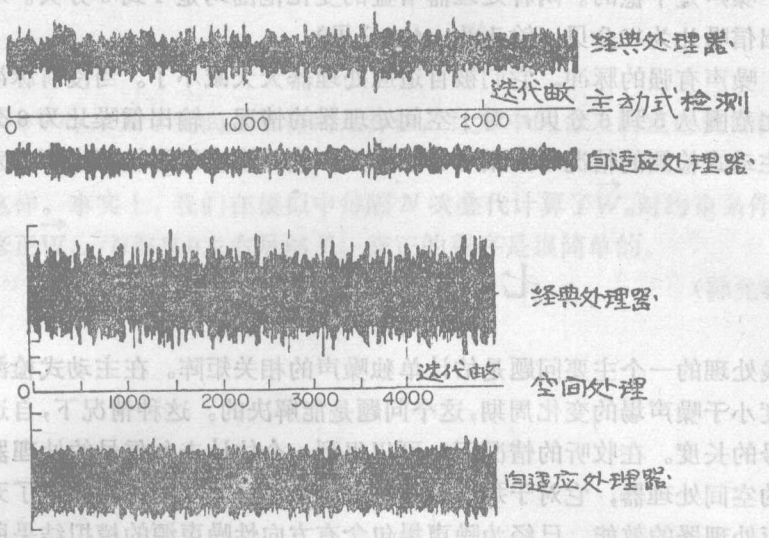


图 6　实际噪声

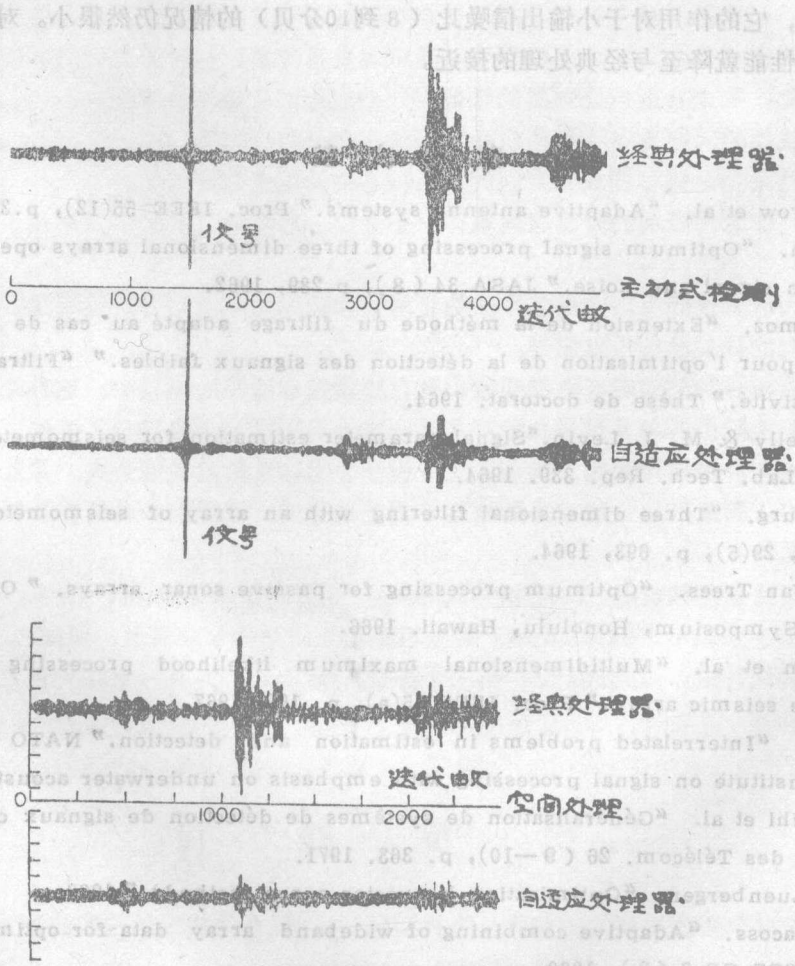


图 7　实际噪声

在图6中，噪声是平稳的。两种处理器增益的变化范围均是4到6分贝。对于空间处理器的情况，输出信噪比为10分贝（输入为－4.5分贝）。

在图7中，噪声有强的脉冲。它们被自适应处理器大大减小了。当沒有脉冲时，两种处理器的增益变化范围从5到6分贝；对于空间处理器的情况，输出信噪比为8分贝（输入为－6分贝）。在主动式检测的情况下，信号已经加入，它并沒有增加输出噪声方差。

七、结　　论

自适应天线处理的一个主要问题是估计单独噪声的相关矩阵。在主动式检测的情况下，如果信号的长度小于噪声場的变化周期，这个问题是能解决的。这种情况下，自适应时间常数可以数倍于信号的长度。在收听的情况下，可以得到一个估计未知信号的处理器。它可以看作是一个纯粹的空间处理器，它对于那些常用的准则来说是共同的；它推广了天线的概念。

两种自适应处理器的效能，已经为噪声場包含有方向性噪声源的模拟结果所证明。这是由于最佳天线处理的空间抑制特性。在主动式检测的情况下，信号的影响可以忽略。在空间处理的情况下，它的作用对于小输出信噪比（8到10分贝）的情况仍然很小。对于非常大的输出信噪比，性能就降至与经典处理的接近。

参 考 文 献

1. B. Widrow et al. "Adaptive antenna systems." Proc. IEEE 55(12), p.2143, 1967.
2. F. Bryn. "Optimum signal processing of three dimensional arrays operating on Gaussian signal and noise." JASA 34 (3), p.289, 1962.
3. H. Mermoz. "Extension de la méthode du filtrage adapté au cas de plusieurs entrées pour l'optimisation de la détection des signaux faibles." "Filtrage adapté et directivité." Thèse de doctorat. 1964.
4. E. J. Kelly & M. J. Levin. "Signal parameter estimation for seismometer arrays." Lincoln Lab. Tech. Rep. 339. 1964.
5. J. P. Burg. "Three dimensional filtering with an array of seismometers." Geophysics, 29(5), p. 693, 1964.
6. H. L. Van Trees. "Optimum processing for passive sonar arrays." Ocean Electronic Symposium, Honolulu, Hawaii. 1966.
7. J. Capon et al. "Multidimensional maximum likelihood processing of a large aperture seismic array." Proc. IEEE 55(a), p. 192. 1967.
8. H. Cox. "Interrelated problems in estimation and detection." NATO advanced study institute on signal processing with emphasis on underwater acoustics. 1968.
9. C. Macchi et al. "Généralisation de systèmes de détection de signaux certains." Annales des Télécom. 26 (9—10), p. 363. 1971.
10. D. G. Luenberger. "Optimisation by vector space methods." 1968.
11. R. T. Lacoss. "Adaptive combining of wideband array data for optimal reception." IEEE GE-6 (2), 1968.

討　　論

N. L. Owsley：关于空间处理器的运算法，计算中的舍入误差会使得权重矢量 $\vec{W}_n$ 偏离约束条件。

答：是这样。事实上，我们在模拟中每隔 N 次叠代计算了 $\vec{W}_n$ 对约束条件的偏离，并根据这个偏离修正 $\vec{W}_n$。N 取100左右足够了，修正的程序是很简单的。

（孙允恭译）