

GPS 调零天线的功率最小化技术

【摘要】本文研究分析了调零阵列天线的性能，该天线采用了亚梯度搜索功率最小化技术以及 LMS 相关的功率最小化方法。本文也给出了这些算法在静态和动态环境下获得希望性能所需的条件。

本文介绍了一种基于亚梯度的调零算法，其模拟结果表明采用这种算法能够在静态情况下获得一个已知的最佳解。接着，本文又列出了通过功率最小化技术来调零的 LMS 相关方法的方程式。本文还给出了在静态结构中采用 LMS 相关方法的模拟结果，进而与亚梯度搜索方法和最佳解进行了比较。然后，本文研究了两种算法在动态情况下的性能，在这种动态情况中，天线阵列能够针对干扰很快地改变其指向。

1 引言

保护 GPS 接收机免遭有意干扰和无意干扰这一问题在 GPS 应用中已成为一个重要的问题。国防科学委员会 (DSB) 最近几年研究了 GPS 信号易受干扰这一问题，并重点强调了减小 GPS 信号易受干扰的能力。DSB 继续提出调零天线作为一种可用以保护 GPS 接收机免遭有意干扰和无意干扰的技术。

本文从实质上研究了采用自适应阵的干扰保护技术，这种自适应阵采用一种引导阵列行为的简单的功率最小化算法。Zahm^[1] 和 Compton^[2] 首先提出了功率最小化技术可以作为抗干扰技术。虽然 Zahm 原先讨论了将强干扰信号调零，从而提高对微弱有用信号的接收能力，但是对于 GPS，情况稍稍简单些。因为 GPS 信号本身低于背景热噪声 30 多个分贝，所以高于噪声的任何信号都可以被认为是干扰信号。因此，可以设置阵列的调零行动，以高于噪声的功率电平来跟踪所有输入信号。另一个令人注目的功率最小化特点在于该方法采用较便宜的硬件来实现。

2 借助于亚梯度搜索的功率最小化技术

四单元圆极化阵列的几何结构如图 1A 所示，基准单元置于阵列的中心。三个辅助单元的位置间隔 120° ，其圆阵半径为 R 。

图 1B 示出了采用四单元自适应阵来实现功率最小化技术的方框图。正如图所示，每

一个来自于天线单元的信号乘以一个复值的加权因子后,送入求和器。复加权可以增大或衰减天线单元信号的幅度,同时使信号相位旋转一定的角度。在对各个阵列单元信号求和后,RF上的复合信号就可以送入接收机或转换为IF信号,然后送入接收机。

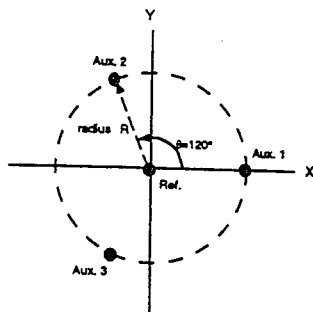


图 1A 四单元圆极化阵列

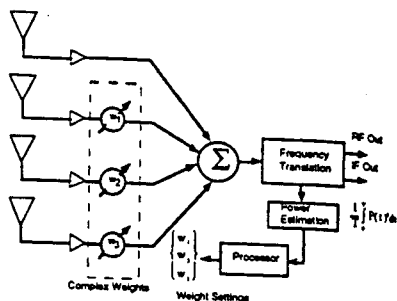


图 1B 自适应四单元阵列

为了驱动该算法,所转换的IF信号的一部分被提供给功率估计函数。功率函数采用了一种简单的时间平均法来估计阵列功率,从系统理论上说,处理器中含有的调零算法对天线单元加权进行变换运算,以连续减小阵列的功率。

在没有出现任何干扰情况下,阵列功率电平应当不会比背景热噪声电平高几个分贝。然而,当在GPS信号带通中出现干扰时,阵列功率将上升到入射信号(非GPS信号)的电平。通过加权变换运算,从而使功率最小化,该算法就会使总阵列功率下降到背景噪声电平附近。此时,阵列上的剩余功率又将接近背景噪声电平,这样,最小化功率算法已成功地将零位置于干扰源方向。

阵列功率是一个加权天线单元信号的平方函数。因此,在数学上总功率可以被认为是一种凸的抛物柱面,正如图2A所示的一样(对于二单元阵列)。正如图所示的一样,图中有一个加权设置参数 W_{opt} ,它能使阵列功率降至最小。最小化算法的任务就是找到这个点。

图2B示出的即为在 W_1 - W_2 平面上相等阵列功率电平曲线。这些投影曲线形成了同心椭圆形的等高线,其中心在最小的

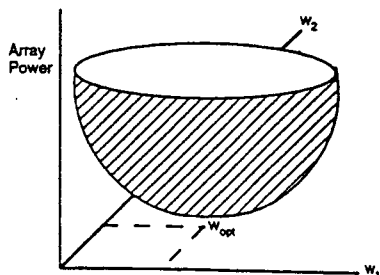


图 2A 二单元阵列的功率凸抛物面

功率点上。在干扰一开始, 功率最小化算法就在图 2B 中的 A 点上开始。实际上, 开始点是由干扰源的功率及其相对于阵列的角度关系(或“几何结构”)所确定。

假如起点给定, 我们就移向等高线的中心, 即最小功率点处。为了完成这个过程, 我们必须确定两件事: 1) 确定移动方向; 2) 确定在所选方向上的移动距离。这些选择的参数为方向和步进尺寸。

我们也许会考虑设法使用最陡下降技术。我们可以变换阵列, 以估计其梯度, 也就是说, 采用由 Hudson 所描述的方法^[1]。

对于一个 4 单元阵而言, 采用这种方法需要进行三次独立的连续功率估计。每一次功率估计都是通过对某个周期, 例如 $20\mu\text{sec}$ 内阵列上的功率求时间平均值来完成。这样, 我们可以沿着梯度方向进行小步进移动(每移一次需要进行一次独立的功率估计), 一直到功率不降低为止。

在这个新点上, 我们可再计算其梯度, 重复上述过程。当最终达到最小功率点时, 这种方法的收敛时间就过长了, 在这段时间里, 在采取降低功率的任何实际移动步骤之前都需要进行 3 次功率估计。还有, 当人们沿着所确定的降阶方向处理时, 还需要进行另外的功率估计。

为了加快收敛速度, 我们选择了使用亚梯度搜索方法^[4]。也就是说, 我们要寻找一个搜索方向, 在跟踪时, 该方向使我们更接近最佳点(从 Euclidean 意义上说)。搜索方向通常不是下降得最快的线(即梯度), 而是一个容易找到的减小功率的方向。当已确定合适的搜索方向时, 我们就可以按某个预定的固定步进大小沿着该方向移动(当总功率大时则大, 而当在背景噪声电平附近时则小)。这种行程如图 2B 中 A、B、C 等轨迹所示。

为了找到给定点上(即在图 2B 中所给定的电平曲线上)的搜索方向, 各个单元的加权一次变换一下。每一个复值加权按顺序被设置为下列四种设置参数中的一种参数, 这些参数为 $[Ae^{j0}, Ae^{j180}, Ae^{j90}, Ae^{j270}]$, 这里, A 为预定步进的函数, 其 $e^{j\theta}$ 效应角分别旋转 0° 、 180° 、 90° 和 270° 。这些设置值首先增大或减小加权的实部, 而后增大或减小加权的虚部。

若给定的设置值会降低阵列功率, 则该设置值就不变, 人们就可移向阵列的下一个单元。当所有单元都完全通过以后, 阵元搜索顺序和搜索方向的排列次序都相反, 这样做的目的就是为了帮助每一个阵列天线单元对调零过程产生相同的影响。当大部分天线单元通过之后, 该算法就会将加权收敛到使阵列功率接近于背景噪声电平。利用收敛加权设置参

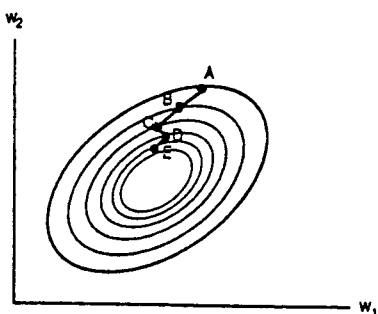


图 2B 二元阵列功率表面图

数获取的天线方向图将在干扰源方向调零位。

3 最佳解的评估

为了评估调零算法的性能,对最佳加权进行解析推导是非常有用的。众所周知^[3,5,6],阵列辅助单元的最佳加权为

$$W_{a-opt} = R_{aa}^{-1} r_{oa} \quad (1)$$

W_{a-opt} 为辅助单元最佳加权的 3×1 矢量; R_{aa} 为辅助单元的 3×3 协方差矩阵; 3×1 矢量 r_{oa} 为辅助单元和基准单元(即单元 0)的相关矢量。

若阵列入射干扰信号有三个, R_{aa} 为全秩,而且人们可以直接求解 W_{a-opt} ;然而,若阵列入射干扰信号只有一个时,则 R_{aa} 可能有完全不同的特征值(干扰功率电平一个,噪声功率电平两个),从而会使 R_{aa} 的条件出错。虽然有些方法即使在出错的条件下也可以解方程式(1),但是,直接开发一个干扰对象的最佳解,以便更好地理解调零也是非常有用的。下面分析在有一个干扰信号时一个简单的三单元阵列问题,如图3所示。

图3示出的即为入射在三单元阵列上的一个干扰信号的相量曲线。干扰机位于基准单元所观察到的同相位位置上。在第一辅助单元上,干扰信号可以看成与基准信号相同,但相位偏移为 ϕ_1 。同理,在第二个辅助单元上,干扰信号的幅度与基准(同相)信号的相同,但相位偏移为 ϕ_2 。我们将辅助单元捕获的两个干扰信号进行处理,从而使同相基准单元的干扰机无效。

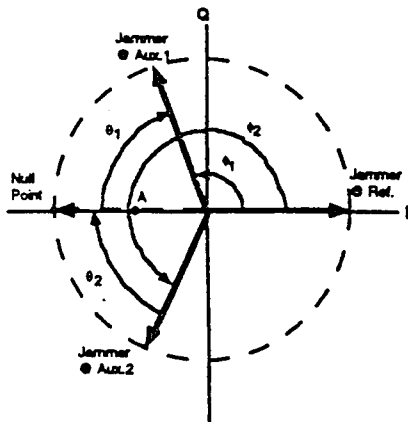


图3 一部干扰机的几何结构

曾记得:干扰信号与复加权相乘可以使信号幅度衰减及其相位旋转。若我们将在第一辅助单元上的信号乘以一个复加权,这个复加权能使信号旋转 θ_1 角度,使信号幅度衰减一半,则将产生从原点到 A 点的相量。同理,若我们将辅助信号旋转 θ_2 角,同时又将信号幅度衰减一半,则我们获得另一个从原点到 A 点的相量。

正如图3所示,这两个加权相量的总和为从原点到零位点的矢量。当这个和相量与基准干扰信号相加时,其总和或阵列输出信号为零。因此,在辅助信号与基准信号相加之前

适当地衰减和旋转辅助信号,我们可以使入射干扰调零。提请注意的是:在这个方程式中,每一个辅助单元都对调零矢量产生相等的幅度分量。每一个单元的这种相等分量就是对付一部干扰机的最佳解,因为它提供的零位最窄,从而尽可能保护了大部分视场。更一般地说,在有一部干扰机的情况下,最佳的解将为:

$$W_{a-opt}[i] = \frac{1}{M} e^{j(180-\phi[i])} \quad i = 1, \dots, M \quad (2)$$

式中: 累包括 M 个辅助单元(例如,对于四单元阵列, $M=3$)。基准单元本身的加权总是为:

$$W_{ref} = 1.0 \quad (3)$$

4 LMS 相关的功率最小化方法

功率最小化算法根据 LMS 透视图建立方程式。设 T_s 为样本间隔, $1/T_s$ 为速率, 所有辅助单元加权以该速率进行更新。设

$$x_{ref}(n) = x_{ref}(t) \Big|_{t=nT_s} \quad (4)$$

为基准单元在 $t=nT_s$ 时的输出。将辅助单元的输出矢量(即四单元阵列为 3×1 矢量)表示为

$$\bar{x}_a(n) = \bar{x}_a(nT_s) \quad (5)$$

然后, 定义“误差”信号为:

$$e(n) = x_{ref}(n) - \sum_{i=1}^M w_i^* x_i(n) = x_{ref}(n) - \bar{w}_a^H \bar{x}_a(n) \quad (6)$$

式中: w_a 和 x_a 为 3×1 矢量, 上标 H 表示共扼转置, 上标 $*$ 强调共扼。我们希望求出加权矢量 w_a , 从而减小所希望的误差值(用 $E\{\bullet\}$ 表示), 即

$$\bar{w}_{a-opt} = \underset{\bar{w}_a}{\text{Min}} E\{|e(n)|^2\} \quad (7)$$

我们将 $E\{|e(n)|^2\}$ 展开成下列方程式:

$$\begin{aligned} E\{|e(n)|^2\} &= E\{(x_{ref}(n) - \bar{w}_a^H \bar{x}_a(n)) \times (x_{ref}^*(n) - \bar{x}_a^H(n) \bar{w}_a)\} \\ &= E\{x_{ref}^2(n)\} - \bar{w}_a^H E\{x_{ref}^*(n) \bar{x}_a(n)\} - E\{x_{ref}(n) \bar{x}_a^H(n)\} \bar{w}_a + \bar{w}_a^H E\{\bar{x}_a(n) \bar{x}_a^H(n)\} \bar{w}_a \end{aligned} \quad (8)$$

定义

$$\bar{r}_{oa} \equiv E\{x_{ref}^*(n) \bar{x}_a(n)\} \quad (9)$$

和

$$\bar{R}_{aa} \equiv E\{\bar{x}_a(n) \bar{x}_a^H(n)\} \quad (10)$$

则得:

$$E\{|e(n)|^2\} = E\{x_{ref}^2(n)\} - \bar{w}_a^H \bar{r}_{aa} - \bar{r}_{aa}^H \bar{w}_a + \bar{w}_a^H \bar{R}_{aa} \bar{w}_a \quad (11)$$

取有关 w_a 的复梯度, 得:

$$\nabla \bar{w}_a (E\{|e(n)|^2\}) = -2\bar{r}_{aa} + 2\bar{R}_{aa} \bar{w}_a \quad (12)$$

除此之外, 若方程式 (12) 设置为零, 且求出 w_a , 则马上获得方程式 (1) 引用的维纳 (Weiner) 解。运用方程式 (12), 梯度搜索可以组成为下式:

$$\bar{w}_a(n+1) = \bar{w}_a(n) - \mu(n)\{\bar{r}_{aa} - \bar{R}_{aa} \bar{w}_a(n)\} \quad (13)$$

式中: $\mu(n)$ 为 $t=nT_s$ 时的步进。我们没有假设的 r_{aa} 值, 或 R_{aa} 值, 但是, 我们通过其瞬时值可以估计这些数量, 从而获得 LMS 方程式:

$$\begin{aligned} \bar{r}_{aa} &\approx x_{ref}^*(n) \bar{x}_a(n) \\ \bar{R}_{aa} &\approx \bar{x}_a(n) \bar{x}_a^H(n) \end{aligned} \quad (14)$$

若我们将方程式 (14) 代入方程式 (13), 取步进为固定值, 进行一些算术运算, 得加权更新公式为:

$$\bar{w}_a(n+1) = \bar{w}_a(n) + \mu\{x_{ref}(n) - \bar{w}_a^H \bar{x}_a(n)\} \bar{x}_a(n) \quad (15)$$

这是一种基于 LMS 的设计方案, 该方案同时更新了所有加权值。

5 性能比较—静态情况

为了比较两种调零算法的性能, 下面来分析两种情况:

第 1 种情况: 一部 CW 干扰机

仰角: 高出阵列平面 10°

方位角: 60° , 在阵列单元 1 和 2 之间的中间 (见图 1B)

干扰功率: 高于噪声电平 +50dB

第 2 种情况: 三部 CW 干扰机

仰角: 高出阵列平面 10°

方位角: 60° 、 180° 和 300° , 在辅助单元之间的中间

干扰功率: 高于噪声电平 +30、+40 和 +50dB

采用前面一节介绍的方法可以求出这两种情况的最佳解。这样可以产生一个量度, 然后根据理论最佳值比较所获得的调零加权集的“距离” (即为正常的均方值):

$$Metric = \|\bar{w}_{opt} - \bar{w}_{actual}\|^2 \quad (16)$$

静态情况下的量度计算如下:

	亚梯度	LMS
一部干扰机	0.1164	0.0043
三部干扰机	0.1539	0.1207

图 4 和 5 示出的即为两种方法应用到这两种情况中的结果。

正如图 4A 所示,亚梯度功率最小化技术在该算法中进行 50 次迭代之后,就可将一部 CW 干扰机置于零位,使干扰降低至背景噪声 ($\sim 98\text{dBm}$)。50 次迭代大约要 5 次通过三个辅助单元。应当注意的是每一次迭代需要积分和剩余间隔 (即 $20\mu\text{sec}$) ,以估计功率加设置/复位加权值的时间,而且还要进行改变值的设置。因此,50 次迭代所需的时间将是硬件实现的一个函数。

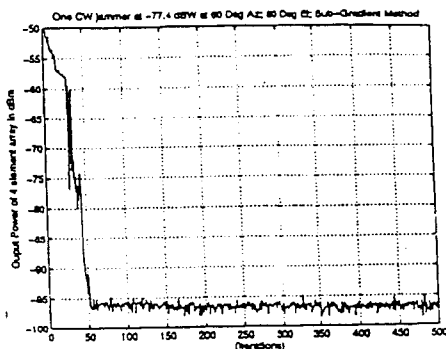


图 4A 一部 CW 干扰机的亚梯度调零

图 4B 示出了对付三部 CW 干扰机时所采用的亚梯度搜索方法的模拟结果。三部干扰机使用了整个阵列的自由度。在 500 次迭代以后,使用该方法的结果仍然超过背景噪声大约 20dB,但是该算法似乎向背景噪声前进得很慢。一般来说,由于多部干扰机具有不同的功率电平,这种方法的处理速度会减慢。首先,搜索攻击了最强的干扰机,并且在对抗该干扰机的过程中发现较小功率的干扰。

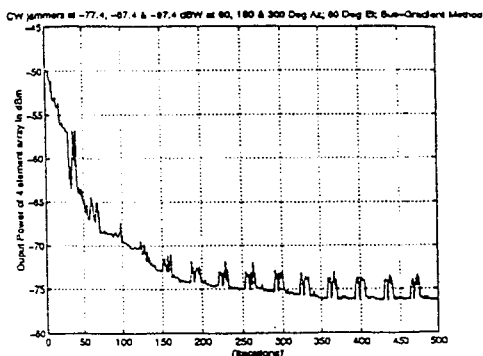


图 4B 三部 CW 干扰机的亚梯度调零

针对所发现的其它干扰源,该算法必须使加权从主要干扰机指示的位置“进到”对抗

小功率干扰机以及强干扰源的位置,也就是说,在 200 次迭代之后所观测到的缓慢下降表明在试图获得三部干扰机时的最佳加权过程中,该算法正在使用小步进。在多部干扰机情况下收敛的速度和深度将大大地受到影响,这取决于在该算法范围内如何选择在给定零位深度时的步进大小。

在图 5A 中,基于 LMS 的功率最小化算法抵消了一部 CW 干扰机。干扰机被置于零位,并经过大约 20 次迭代后变成背景噪声。此外,收敛速度将为硬件实施的一个函数。但是, LMS 方法是用采样信号的瞬时值来运算的,这时所用的采样速率相当高,达兆赫数量级。因此, LMS 的收敛时间将大大地优于亚梯度技术的收敛时间,相当于微秒与毫秒之间的关系。

在图 5B 中, LMS 技术使三部 CW 干扰源完全失效,而且速度很快。仔细观察图 5B 可见,第 20 次迭代后的零位大约平均高出背景噪声 5dB。这种方法似乎要经过大约 120 次迭代后才能使平均值接近于背景噪声。显而易见, LMS 方法的性能比亚梯度功率最小化技术的好。

6 性能比较—动态情况

我们从上述两种情况的静态校准开始,然后使辅助单元#1 和基准单元的连线绕轴以

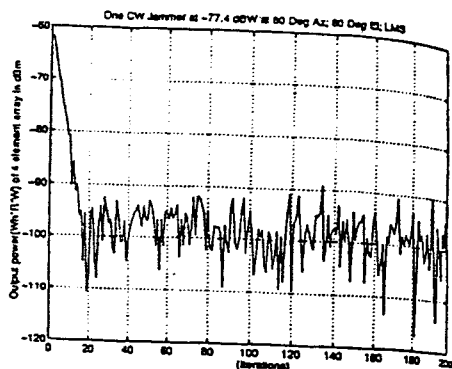


图 5A 一部 CW 干扰机的 LMS 调零

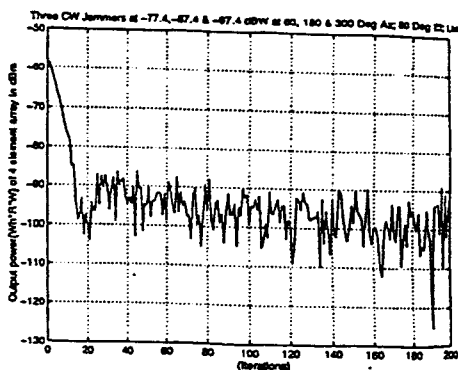


图 5B 三部干扰机的 LMS 调零

300+°/sec 的速率旋转该阵列。

动态情况下的矩阵可以计算如下：

	亚梯度	LMS
一部干扰机	增大	0.0201
三部干扰机	0.1448	0.1348

图 6A 和 6B 示出了当采用亚梯度方法时的调零结果。随着阵列的旋转,干扰机在天线单元上的相位关系也随着时间的变化而发生变化。这就使零位点(或最佳加权)偏离由该算法所设置的值。这样,搜索方法必须检查零位点,以保持零位。

当零位以比搜索步进方法快的速率移开时,调零位的性能就会变差,一部干扰机的情况如图 6A 所示。对于高动态情况下有机会成功的亚梯度搜索,该算法必须具有下列特点:1)能检查零位点的移动方向;2)能适当地选择步进大小,以便搜索具有检查零位点的“方法(legs)”。

当这样做时,该算法可以保持动态情况下的调零过程,但性能有所下降。这种能力如图 6B 所示,此时,允许选择步进大小以检查零位点。该算法在旋转期间将零位保持在高于背景噪声大约 28~30dB。在第 500 次迭代时,零位比静态情况下差 5dB(这与 4B 和 6B 相比较而言)。

图 7A 和 7B 示出了基于 LMS 功率最小化技术的调零性能。该方法完全得益于其高速实现和瞬值的使用。即使天线单元相位关系为时变的。这种算法也足够快,可以跟踪变化和保持它的零位。

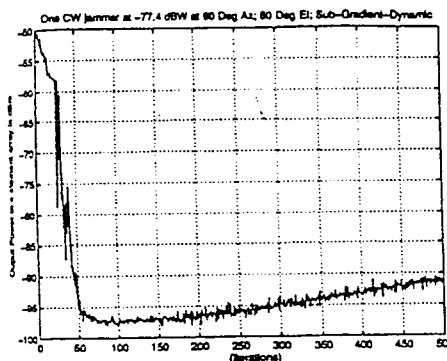


图 6A 一部干扰机的亚梯度调零

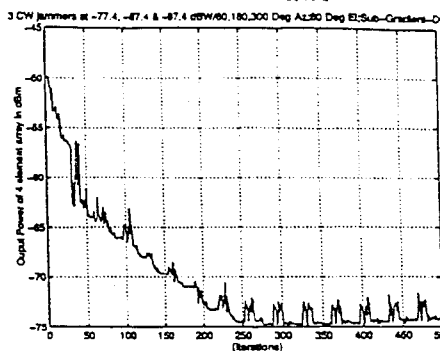


图 6B 三部 CW 干扰机的亚梯度调零

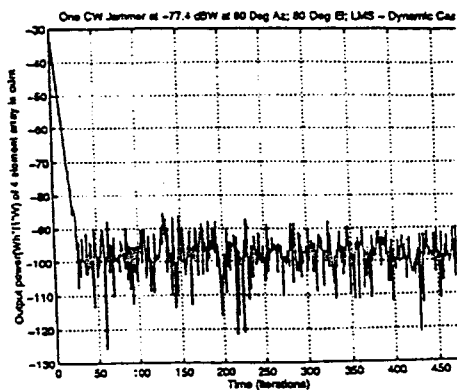


图 7A 一部 CW 干扰机的 LMS 调零

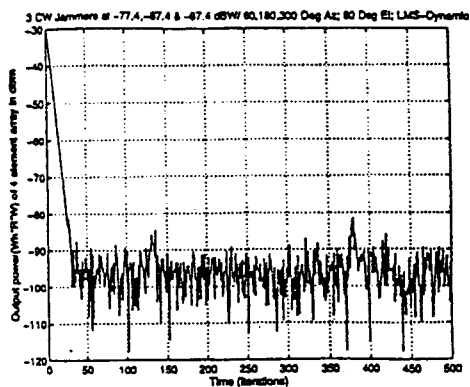


图 7B 三部 CW 干扰机的 LMS 调零

7 结束语

上述结果表明采用 LMS 方法具有比简单的搜索方法好得多的性能。因此，人们总想立即采用 LMS 一类的方法来工作。然而，LMS 技术的硬件实施需要采用结构十分复杂、价格十分昂贵的设备。对于调零应用，真正的驱动问题在于我们的 GPS 接收机在其预期的工作环境中究竟需要采取什么级别的保护措施。虽然 LMS 技术的性能很吸引人，但是仍然存在这一事实，即简单而便宜的搜索方法在许多应用中可能是完全足够的。

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>