

两种修正的自适应通道均衡方法

彭小亮 李荣锋 王永良 陈风波
(空军雷达学院重点实验室 武汉 430019)

摘要 在常规雷达加装的自适应旁瓣相消(ASLC)系统中,天线至接收机前端馈线部分的相位不一致性通常不可忽略。而现有的自适应通道均衡方法是在接收机前端注入校准信号进行均衡,只能对接收机的幅相不一致性进行校正,对馈线部分的相位失配却无能为力,因此影响了ASLC的对消性能。该文提出了两种修正的自适应通道均衡方法,它们能同时校正接收机与馈线部分的幅相不一致性。理论分析和实验结果验证了这两种方法的有效性。

关键词 雷达,旁瓣相消,自适应通道均衡,相位失配

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)04-0658-05

Two Methods of Modified Adaptive Channel Equalization

Peng Xiao-liang Li Rong-feng Wang Yong-liang Chen Feng-bo
(Key Lab of AFRA, Wuhan 430019, China)

Abstract In the Adaptive Side Lobe Cancellation(ASLC) system of general radar, the mismatched phase of transmission line between the antenna and the former of the receiver can not be ignored usually. Otherwise, the existing method of adaptive channel equalization can only equalize the mismatched amplitude and phase of the receiver while it is disabled of the mismatched phase of the transmission line, because the reference signal is inputted in front of the receiver. Therefore the performance of ASLC is affected. Two methods of modified adaptive channel equalization are provided in this article. The mismatched amplitude and phase of the receiver and the transmission line can be revised at the same time by these two methods. The effect of them is proved with the theory analysis and experimental results.

Key words Radar, Side lobe cancellation, Adaptive channel equalization, Mismatched phase

1 引言

随着电子战干扰技术的迅速发展,电子干扰对雷达的作用与生存已构成严重威胁。在所有的干扰类型中,有源干扰最难对付,所造成的危害也最大。由于雷达主瓣宽度比较窄,因此有源干扰大多从雷达的旁瓣进入,对付有源干扰的方法之一就是研制超低旁瓣天线,但其实现难度及代价很大。自适应旁瓣相消(ASLC)技术作为自适应波束形成的一个重要应用,是目前对付从旁瓣进入的有源干扰的一种切实可行的方法。

在理想情况下,自适应旁瓣相消技术通过空间滤波可以很好地抑制干扰,得到较高的对消比。实际上由于多种因素的影响^[1],如波程差的延时、各通道带宽的不一致、中心频率不一致、通道失配、系统内部的非线性失真、温度漂移、内部噪声等,导致了对消比不同程度的降低。其中,由于在接收通道中馈线、高放、混频、中放、检波、A/D等部件的差异造成主通道与辅助通道间幅度与相位的失配,是影响对消性能提高的一个很关键的因素。为了提高相消增益,通常

都是在对消之前对主辅通道进行通道均衡,以消除通道间的幅相不一致性^[2,3]。针对目前广泛应用的窄带雷达,馈线部分的带内幅度不一致性可以认为是一常数,故不需考虑。而带内的相位不一致性却不能简单认为是常数,特别是对现役雷达加装的自适应旁瓣相消系统中,该部分的相位特性通常并不一致,甚至差别较大。最直接的解决方法就是对主辅通道的天馈部分进行改造,使其从硬件上达到一致。而现有的自适应通道均衡方法在工程实现时,校准信号通常是在接收机前端注入,通过接收机后求出均衡器权值,因此该均衡器所能均衡的只是接收机部分的频带不一致性,对天线至接收机前端的馈线传输通道的相位不一致性并没有校正。

为了解决这个问题,本文在建立馈线相位失配模型的基础上提出了参考通道修正法与整体失配特性修正法两种解决方案。本文结构安排如下:第2节建立了馈线相位失配模型,第3节简要介绍了自适应通道均衡原理,第4节提出了上述两种修正的自适应通道均衡方法,第5节结合实测数据给出了实验结果,最后得出了结论。

2 馈线相位失配模型

2.1 信号传输状态

雷达天线后的馈线通常都是低损耗线, 且为了保证天线接收的能量有效地传输到接收机, 要求馈线在行波状态下工作。设传输线的始端接角频率为 ω 的正弦信号源, 终端接负载阻抗 Z_l , 坐标原点选在末端, 设距末端为 z 处的线元 dz 处的复数电压和电流分别为 $U(z)$ 和 $I(z)$, 经过 dz 段后电压和电流分别为 $U(z)+dU(z)$ 和 $I(z)+dI(z)$, 如图1所示。

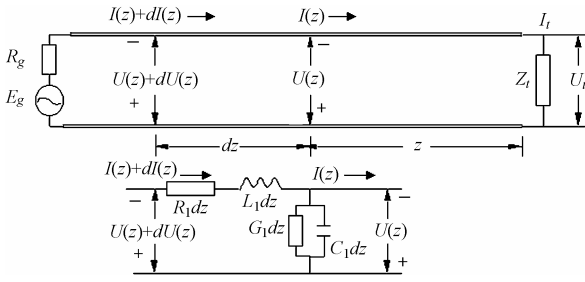


图 1 均匀有耗传输线模型

图 1 中 R_1 , L_1 , G_1 , C_1 分别为传输线的分布电阻、分布电感、分布电导、分布电容, 增量电压 $dU(z)$ 是由于分布电感 L_1dz 的分压产生的, 而增量电流 $dI(z)$ 是由于分布电容 C_1dz 的分流产生的。根据克希霍夫定律写出下列方程:

$$\begin{cases} dU(z)=(R_1dz+j\omega L_1dz)I(z)+dz \approx (R_1+j\omega L_1)I(z)dz \\ dI(z)=(G_1dz+j\omega C_1dz)U(z)=(G_1+j\omega C_1)U(z)dz \end{cases} \quad (1)$$

由上式可以推出低耗传输线工作在行波状态下 z 处的工作电压^[4]:

$$\begin{aligned} U(z) &= U_{li}e^{-\gamma z} \\ &= |U_{li}|e^{j\varphi_1}e^{-\gamma z} \end{aligned} \quad (2)$$

式中 U_{li} 表示始端的入射波电压, φ_1 为始端入射波电压的相位, γ 是低耗传输线的传播常数:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (3)$$

其中 $\alpha=R_1\sqrt{\frac{C_1}{L_1}}+G_1\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$, $\beta=\omega\sqrt{L_1C_1}$ 。因此,

$$U(z) = |U_{li}|e^{-\alpha z}e^{j(\varphi_1-\beta z)} \quad (4)$$

令 $\varphi_1 = \omega t + \varphi_0$, 则传输线上任一点任一时刻的电压相位值为

$$\varphi(z, t) = \omega t + \varphi_0 - \beta z = \omega t - z\omega\sqrt{L_1C_1} + \varphi_0 \quad (5)$$

2.2 相位失配模型

为了推导主辅通道两根不同传输线上的相位失配形式, 首先必须得出同一传输线上始末端的相位变化情况。假设 $t=0$ 时刻信号开始从始端向末端传输, 根据式(5), 始端($z=S$)的相位为

$$\varphi_a(\omega) = -\omega S\sqrt{L_1C_1} + \varphi_0 \quad (6)$$

式中 S 为该传输线长度。信号经过时间:

$$T = \frac{S}{v_p} = \frac{S}{c/\sqrt{\epsilon_r}} \quad (7)$$

传输至末端, 式中 v_p 为相速度, c 为光速, ϵ_r 为相对介电常数。因此, 末端($z=0$)的相位为

$$\varphi_b(\omega) = \omega T + \varphi_0 = \frac{\omega S}{c/\sqrt{\epsilon_r}} + \varphi_0 \quad (8)$$

由式(8), 式(6)得末、始端的相位差

$$\Delta\varphi(\omega) = \varphi_b - \varphi_a = \left(\frac{1}{c/\sqrt{\epsilon_r}} + \sqrt{L_1C_1}\right)\omega S \quad (9)$$

设主通道馈线长度为 S_0 , 辅助通道馈线长度为 S_1 , 其余各参数皆相同。假设同一入射波同一时刻加到主辅通道上, 初始时刻 $t=0$, 主辅通道电压始端相位相同设为 $\varphi_0(\omega)$ 。电压从始端向末端传输, 分别经过 $T_0 = \frac{S_0}{v_p} = \frac{S_0}{c/\sqrt{\epsilon_r}}$,

$T_1 = \frac{S_1}{v_p} = \frac{S_1}{c/\sqrt{\epsilon_r}}$ 到达末端。由式(9), 则主通道末端相位

$$\varphi_{s_0}(\omega) = \varphi_0(\omega) + \left(\frac{1}{c/\sqrt{\epsilon_r}} + \sqrt{L_1C_1}\right)\omega S_0 \quad (10)$$

辅助通道末端相位

$$\varphi_{s_1}(\omega) = \varphi_0(\omega) + \left(\frac{1}{c/\sqrt{\epsilon_r}} + \sqrt{L_1C_1}\right)\omega S_1 \quad (11)$$

由式(10)–式(11)得主辅通道末端相位差

$$\Delta\varphi_s(\omega) = \varphi_{s_1} - \varphi_{s_0} = \left(\frac{1}{c/\sqrt{\epsilon_r}} + \sqrt{L_1C_1}\right)(S_1 - S_0)\omega \quad (12)$$

从式(12)可以看出, 主辅通道末端相位差与频率成线性关系。因此, 可以设主辅通道相位失配模型为线性形式:

$$\Delta\varphi(\omega) = K\omega, \quad |\omega| \leq \pi B \quad (13)$$

3 均衡原理

随着高速DSP芯片的不断发展, 基于最小二乘法意义下广义求逆计算均衡器系数的方法已切实可行, 且都能达到较好的性能^[2,3], 本文采用此法。

假设 $C(j\omega)$ 为参考通道, $S(j\omega)$ 为失配通道, $E(j\omega)$ 为均衡器频响, $G(j\omega)$ 为均衡后的输出信号, 通道模型如图 2 所示。要使参考通道与失配通道频响一致, 必须要有

$$E(j\omega) = \frac{C(j\omega)}{S(j\omega)} \quad (14)$$

式中 $E(j\omega)$ 为待求均衡器的频率响应, 用 N 阶 FIR 滤波器来近似拟合。

设 N 阶 FIR 滤波器的频率响应 $F(j\omega)$ 为

$$F(j\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)e^{-j\omega n} = \mathbf{a}^T(\omega)\mathbf{h} \quad (15)$$

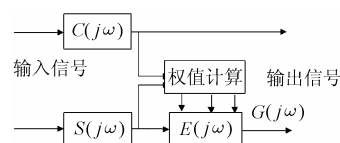


图 2 通道模型

其中 $a(\omega) = [1, e^{-j\omega}, e^{-j2\omega}, \dots, e^{-j(N-1)\omega}]^T$, $h = [h(0), h(1), h(2), \dots, h(N-1)]^T$ 为均衡器权系数。

采用最小二乘拟合法来使 $F(j\omega)$ 逼近 $E(j\omega)$, 使得最佳权矢量满足如下方程:

$$\min_h \|W(Ah - b)\|_2 \quad (16)$$

式中 $W = \text{diag}[W_0, W_1, \dots, W_{M-1}]$ 为加权矩阵, 目的是加强在重要频率点上的拟合精度; M 为均衡频带内的取样点数; h 为均衡器权系数; b 为待求均衡器在均衡带内的 M 点离散值, $b = [E(0), E(1), \dots, E(M-1)]^T$, $E(m) = C(m)/S(m)$ 。

A 为频率因子阵

$$A = \begin{bmatrix} a^T(0) \\ a^T(1) \\ \vdots \\ a^T(M-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & \cdots & a_{0,N-1} \\ a_{1,0} & a_{1,1} & \cdots & a_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{M-1,0} & a_{M-1,1} & \cdots & a_{M-1,N-1} \end{bmatrix}$$

其中 $a^T(0), a^T(1), \dots, a^T(M-1)$, 为 $a(\omega)$ 的 M 点离散值。

$$a_{m,n} = \exp\left[-j\frac{\pi B/f_s}{M-1}(2m-M+1)n\right], \\ m = 0, 1, \dots, M-1, n = 0, 1, \dots, N-1$$

式中 B 为均衡带宽, f_s 为采样频率, 均衡带宽为 $-B/2 \sim B/2$ (对应于数字域即为 $-\pi B/f_s \sim \pi B/f_s$), M 越大说明频率分辨率越好。

求解 $\min_h \|W(Ah - b)\|_2$, 即等效为求满足线性方程组 $WAh = Wb$ 最佳的最小二乘解, 得

$$h = R^{-1}d \quad (17)$$

其中 $R = A^H W^* W A$, $d = A^H W^* W b$, H 表示共轭转置, $*$ 表示共轭。

4 参考通道修正法与整体失配特性修正法

4.1 馈线部分相位失配形式

自适应旁瓣相消系统均衡过程如图 3 所示。其中, 接收机部分包括高放、混频、中放、检波、A/D 等部件, 正是这些部件的差异造成了接收机通道间的幅相不一致性。由图中可以看出, 通道间幅相不一致性由两部分构成: 一部分是主辅通道接收机的幅相不一致, 另一部分是通道间馈线的不一致。根据测量数据以及式(13), 主、辅通道中馈线部分的相位失配特性可表示为(以主通道为参考通道)

$$\theta_l(\omega) = \theta_0\omega/(\pi B) + C, \quad |\omega| \leq \pi B \quad (18)$$

式中, θ_0, C 为常数, B 为均衡带宽, 图 4 为其示意图。

4.2 参考通道修正法

目前广泛应用的窄带雷达中, 馈线部分的带内幅度不一致性可以认为是一常数, 故不需考虑。而带内的相位不一致性却不能简单认为是常数, 特别是对现役雷达加装的自适应旁瓣相消系统中, 该部分的相位特性通常并不一致, 甚至差别较大, 严重影响了自适应旁瓣相消系统的性能。因此, 本文

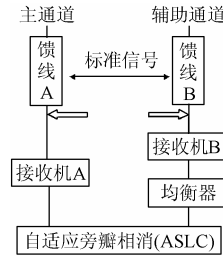


图3 旁瓣相消系统均衡示意图

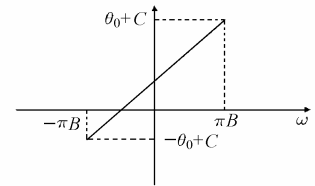


图4 馈线部分相位不一致性示意图

的两种方法均直接针对相位特性, 对常用的均衡方法进行了改进, 使其能够同时对消馈线部分和接收机部分的幅相失配。

在自适应通道均衡过程中, 通常将主通道作为参考通道, 为分析方便, 设主通道的相位特性为常数 α , 表示为

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 \quad (19)$$

其中 α_1 表示主通道天馈部分相位特性, α_2 表示主通道接收机 A 部分的相位特性, α_1, α_2 皆为常数。令辅助通道接收机 B 的相位失配特性为 $\theta_s(\omega)$ (以主通道接收机 A 为参考通道), 根据式(19)接收机 B 的相位特性为

$$\alpha_2 + \theta_s(\omega) \quad (20)$$

根据式(18), 此时辅助通道馈线部分的相位特性为

$$\alpha_1 + \theta_l(\omega) \quad (21)$$

$\theta_l(\omega)$ 为辅助通道馈线部分的相位失配特性(以主通道为参考通道), 这部分可通过测量得到。

在工程实践中, 为了求解自适应通道均衡器的权系数, 校准信号通常由接收机前端注入, 按照正常的均衡方法, 均衡器以 α_2 作为式(14)的参考通道 $C(j\omega)$, 以 $\alpha_2 + \theta_s(\omega)$ 作为式(14)的失配通道 $S(j\omega)$ 。在不考虑任何误差及算法缺点的理想状况下, 其求得的权系数对应的均衡器对辅助通道接收机 B 的相位特性进行补偿后, 使接收机 B 与均衡器的相位特性之和 $\alpha_2 + \theta_s(\omega) + \arg[F(j\omega)] = \alpha_2$, 其中 $\arg[F(j\omega)]$ 表示图 4 均衡器的相位特性。这样, 经过均衡后辅助通道的最终相位特性为 $\alpha_1 + \theta_l(\omega) + \alpha_2$, 而主通道的相位特性为 α , 二者并不一致, 仍然会影响其后 ASLC 的对消增益。

参考通道修正法, 顾名思义, 即对参考通道进行修正。对通过接收机 A 的校准信号作快速傅里叶变换(FFT)得到 α_2 后, 将其与测量得到的辅助通道馈线相位失配特性 $\theta_l(\omega)$ 相减, 将差值作为均衡器的参考通道, 使 $C(j\omega)$ 的相位特性修正为

$$C(j\omega) = \alpha_2 - \theta_l(\omega) \quad (22)$$

此时, 仍然以通过接收机 B 的校准信号 FFT 后得到的 $\alpha_2 + \theta_s(\omega)$ 作为失配通道 $S(j\omega)$ 的相位特性, 即

$$S(j\omega) = \alpha_2 + \theta_s(\omega) \quad (23)$$

理想情况下, 经过均衡器补偿后, 使 $S(j\omega) + \arg[F(j\omega)] = C(j\omega) = \alpha_2 - \theta_l(\omega)$, 则

$$\arg[F(j\omega)] = \alpha_2 - \theta_l(\omega) - \alpha_2 - \theta_s(\omega) = -\theta_l(\omega) - \theta_s(\omega) \quad (24)$$

因此, 根据式(24)均衡后辅助通道的整体相位特性为

$$\alpha_1 + \theta_l(\omega) + \alpha_2 + \theta_s(\omega) + \arg[F(j\omega)] = \alpha \quad (25)$$

与主通道相位特性完全一致。

4.3 整体失配特性修正法

4.2 节中分析了通过修改参考通道的方法来改变均衡器的频率特性, 从而补偿馈线部分的相位失配。那么, 如果将辅助通道部分的馈线相位失配特性与接收机 B 的失配特性综合起来进行考虑, 将其整体失配特性作为失配通道, 同样可以补偿馈线部分的的相位失配。由于此方法以整体失配特性作为失配通道的, 故将其称之为整体失配特性修正法。

对通过接收机 B 后的校准信号快速傅里叶变换(FFT)后, 可以得出辅助通道的相位特性 $\alpha_2 + \theta_s(\omega)$, 正常均衡时将其作为失配通道 $S(j\omega)$ 。整体失配特性修正法是将 $\alpha_2 + \theta_s(\omega)$ 与测量得出的馈线部分相位特性失配值 $\theta_l(\omega)$ 之和作为新的失配通道 $S(j\omega)$, 即

$$S(j\omega) = \alpha_2 + \theta_s(\omega) + \theta_l(\omega) \quad (26)$$

而此时, 均衡器的参考通道仍以主通道接收机 A 的相位特性 α_2 为参考通道 $C(j\omega)$ 。理想状态下, 经过均衡器的补偿, 使得 $S(j\omega) + \arg[F(j\omega)] = \alpha_2$, 则

$$\arg[F(j\omega)] = \alpha_2 - S(j\omega) = -\theta_s(\omega) - \theta_l(\omega) \quad (27)$$

由式(27), 可得出辅助通道的相位特性

$$\alpha_1 + \theta_l(\omega) + \alpha_2 + \theta_s(\omega) + \arg[F(j\omega)] = \alpha \quad (28)$$

与主通道相位特性完全一致。

4.4 两种方法均衡效果比较

由式(17)知, 当均衡频带选定后, 均衡器权系数决定于 b , 由式(16)得 $b(m) = E(m) = C(m) / S(m)$ 。令 $C(m) = C_m e^{j\phi_m}$, $S(m) = S_m e^{j\theta_m}$, 则 $b(m) = b_m e^{j\theta_m}$, 其中 $b_m = C_m / S_m$, $\theta_m = \phi_m - \theta_s(m)$ 。

对于参考通道修正法, 参考通道相位值取式(22)的离散值 $\phi_m = \alpha_2 - \theta_l(m)$, 失配通道相位值取式(23)的离散值 $\theta_m = \alpha_2 + \theta_s(m)$, 则

$$\theta_m = \phi_m - \theta_s(m) = -\theta_l(m) - \theta_s(m) \quad (29)$$

对于整体失配特性修正法, 参考通道相位值取 $\phi_m = \alpha_2$, 失配通道相位取式(26)离散值 $\theta_m = \alpha_2 + \theta_s(m) + \theta_l(m)$, 则

$$\theta_m = \phi_m - \theta_s(m) = -\theta_l(m) - \theta_s(m) \quad (30)$$

由于这两种方法修正的都是各自通道的相位特性, 幅度特性并没有改变, 因此两种方法的 b_m 是完全相同的。对比式(29), 式(30), 可以发现 θ_m 亦是相同的, 因而这两种方法所得的 $b(m)$ 值完全相同, 这表明上述两种方法根据式(17)最终所求得的均衡器权系数完全相同, 即两种方法所得出的均衡器的频率特性是相同的。因此, 它们最终达到的主辅通道均衡效果在理论上应是完全一致的。

5 实验

本节根据实测数据, 通过实验对文中提出的两种修正的自适应通道均衡方法分别进行了验证。

5.1 参考通道修正法

本实验分为两部分, 第一部分首先给出了某型雷达主辅

通道的相位失配图, 同时将采用了参考通道修正法均衡后的效果与正常方法均衡时的效果进行了比较。第二部分结合自适应旁瓣相消(ASLC), 首先给出了该型雷达通道失配时的方向图, 其次给出了采用参考通道修正法进行均衡及正常方法均衡后的方向图。

5.1.1 均衡效果(图 5) 雷达射频为 1GHz, 接收带宽 2MHz。经过实测得到接收机 B 的相位失配特性 $\theta_s(\omega)$, 其最大失配相位 27.5° , 平均失配相位 16.51° 。根据式(29), 可见均衡器权系数与 α_2 无关, 因此取 $\alpha_2=0$, 故式(23)变为 $S(j\omega)=\theta_s(\omega)$, 以之为失配通道。参考通道由式(22)确定, 同理取 $\alpha_2=0$, 使 $C(j\omega)=\theta_l(\omega)$, 实测得到馈线部分最大失配相位 30° , 平均失配相位 26.5° 。辅助通道整体最大失配相位为 50.5° , 平均失配相位为 26.66° 。均衡带宽 2MHz, 均衡取样点数 $M=256$, 选用 32 阶均衡器。

正常方法均衡后最大失配相位为 30.01° , 平均失配相位为 26.50° , 与原始相位进行比较可以发现, 正常均衡方法所均衡的只是接收机部分的相位失配, 而没有对馈线部分的相位不一致进行补偿。采用参考通道修正法均衡后辅助通道的最大失配相位为 0.08° , 平均失配相位为 0.03° , 均衡器较好地补偿了天馈与接收机 B 部分的相位失配特性, 使 ASLC 之前的主辅通道的相位达到了一致。

5.1.2 均衡前后对 ASLC 的影响 干扰源数目 1 个, 入射角度 -30° , 干噪比为 60dB。3 个辅助通道, 辅助天线增益与主天线第一旁瓣增益相等, 各通道失配形式及均衡器参数与 5.1.1 节相同。

无失配情况下, 对消比为 51.47dB, 失配情况下对消比仅剩 6.4dB, 正常方法均衡之后对消比为 6.78dB, 参考通道修正法均衡后对消比为 51.37 dB。由此可见, 采用正常方法进行均衡后, 由于辅助通道的失配仍然很严重, 使得 ASLC 的对消增益几乎没什么明显改善。而采用参考通道修正法进行均衡后, 使得主辅通道的频带特性达到一致, 因此对消增益得到了大幅提高, 理想条件下甚至接近于不失配情况。

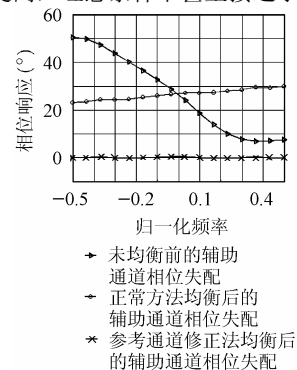


图 5 实测数据的参考通道修正法均衡示意图

5.2 整体失配特性修正法

根据 4.4 节的分析, 可知参考通道修正法与整体失配特性修正法, 在原理上其修正效果是相同的, 因此在 5.1 节的实验条件下, 二者的均衡性能应是基本一致的。本节直接给

出整体失配特性修正法的均衡效果图及 ASLC 方向图(图 7 图 8)。

正常方法均衡后辅助通道的最大失配相位为 30.01° ，平均失配相位为 26.50° ，而采用整体失配特性修正法均衡后辅助通道的最大失配相位为 0.08° ，平均失配相位为 0.03° ，这与参考通道修正法效果相同。无失配情况下，ASLC 对消比为 51.49dB ，失配情况下对消比仅剩 6.47dB ，正常方法均衡之后对消比为 6.78dB ，整体特性通道修正法均衡后对消比为 51.41dB ，与 5.1 节的对消效果基本相同。

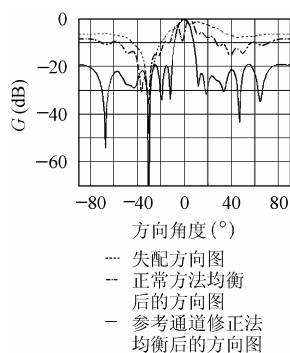


图 6 均衡前后的 ASLC 方向图

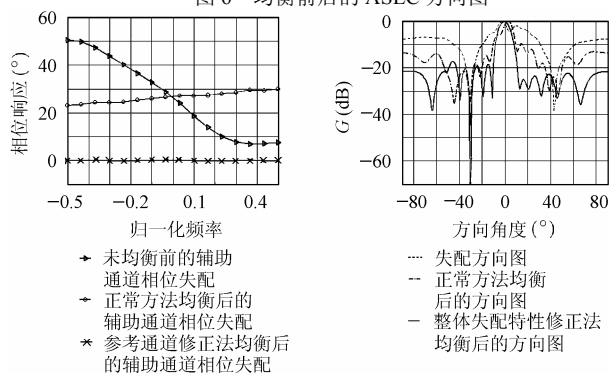


图 7 实测数据的整体失配特性修正法均衡示意图

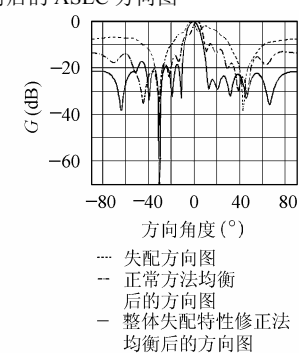


图 8 均衡前后的 ASLC 方向图

6 结束语

在常规雷达加装自适应旁瓣相消系统的工程实现中，由于校正信号由接收机前端注入，使得主辅通道馈线部分的失配无法得到校正。虽然对天馈部分的改造可以直接使其达到一致，但对于已定型雷达，对天馈部分的改造受到诸多方面的限制。为了解决这个问题，本文建立了馈线相位失配模型，提出了参考通道修正法与整体失配特性修正法两种解决方案，能同时校正接收机与馈线部分的相位不一致性，并通过实验证实了两种方案的有效性。这两种方案都为工程设计提供了较好的借鉴。

参考文献

- [1] Monzingo R A, Miler T W. Introduction to Adaptive Arrays[M]. New York: John Wiley and Sons Inc. 1980: 292 - 300.
- [2] Teitelbaum. A flexible processor for a digital adaptive array radar [A]. *IEEE AES Magazine*, 1991, 6(5):18 - 22.
- [3] Wu Shunjun, Li Yingjun. Adaptive channel equalization for space-time adaptive processing[A]. *IEEE International Radar Conference*[C]. Alexandria, 1995: 624 - 628.
- [4] 盛振华. 电磁场微波技术与天线[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1997: 51 - 56.

彭小亮: 男, 1981 年生, 硕士生, 从事阵列信号处理方面的研究.

李荣锋: 男, 1971 年生, 副教授, 主要从事阵列信号处理方面的研究.

王永良: 男, 1969 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事自适应阵列、空时二维信号处理方面的研究.