

# 第 3 章

## DPCA 技术统一模型与性能分析

地基雷达杂波主要分布于零多普勒频率附近,采用传统信号处理方法即可将杂波对消。而机载雷达由于安置于载机之上,一方面,在下视工作时,将面临更强的地、海面杂波;另一方面,载机与地面的相对运动导致杂波频谱展宽。因此,机载雷达的杂波抑制非常困难。为了消除载机运动带来的影响,20 世纪 60 年代诞生了偏置相位中心天线(DPCA)技术<sup>[104]</sup>,其基本思想是通过改变连续两脉冲发射、接收相位中心的空间位置和参数约束来实现杂波信号的相位补偿,这种 DPCA 方法被称为物理位置上的 DPCA。此后,又诞生了电子 DPCA 方法<sup>[105]</sup>,其基本思想是通过合理设计连续两脉冲的波束形成矢量来实现杂波信号的相位补偿。为表示方便,本章将以上两类方法统称为传统 DPCA 方法。

虽然各种 DPCA 方法的实现方式和应用范围各不相同,但其基本思想和最终目标是一致的,即补偿杂波信号脉冲间相位差,并实现理想的杂波对消。物理位置上的 DPCA 对天线发射和接收相位中心的空间位置有严格的要求,天线利用率较低且容易受机身抖动等不利因素的影响。电子 DPCA 在一定程度上放松了对雷达参数的限制,使得 DPCA 技术得到实际应用。目前 E-2C 预警机雷达即采用了电子 DPCA 技术。DPCA 本质上是一种杂波对消的技术,实现 DPCA 的方式多种多样,除了上述传统的 DPCA 方法,还有频域 DPCA<sup>[105-106]</sup>和图像域 DPCA<sup>[107]</sup>等。因为传统的 DPCA 方法更直接地体现了 DPCA 的基本思想,且具有更紧密的内在联系,所以本章仅对传统 DPCA 方法进行讨论。下文中的 DPCA 方法均指传统的 DPCA 方法。现有的相关文献均是独立地对各种 DPCA 方法作简要介绍,这不利于理清各种 DPCA 方法之间的相互联系和实现机理。为此,本章在分析总结现有 DPCA 方法的基础上,建立了 DPCA 统一模型并结合统一模型对现有的两类 DPCA

方法进行分析比较,最后通过计算机仿真验证了 DPCA 统一模型的有效性和相关理论分析的正确性<sup>[108]</sup>。

### 3.1 DPCA 统一模型

图 3.1 给出了机载雷达几何关系的示意图。载机沿  $Y$  轴正向运动,天线阵列为均匀线阵,阵元间距为  $d$ ,阵元数为  $N$ ,脉冲数为  $K$ , $H$  表示载机高度, $V_R$  表示载机速度, $\delta$  表示天线轴向与载机运动方向的夹角, $\theta_i$  和  $\varphi$  分别表示第  $i$  ( $i=1,2,\dots,N_c$ ) 个杂波块的方位角和俯视角。假设阵元全向发射,全向接收,无幅相误差和通道误差,且杂波各向同性。在本章中为讨论方便,将脉冲数  $K$  设定为偶数。

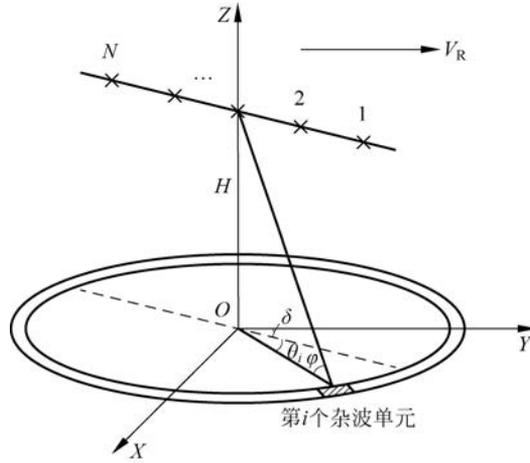


图 3.1 机载雷达几何关系的示意图

机载雷达杂波加噪声回波信号的表达式为

$$\mathbf{X} = \sum_{i=1}^{N_c} \mathbf{Q}_i \mathbf{X}_{c_i} + \mathbf{n} \quad (3.1)$$

其中, $\mathbf{X}_{c_i}$  表示第  $i$  个杂波块的  $NK$  维的杂波信号; $\mathbf{n}$  表示  $NK$  维的噪声信号; $\mathbf{Q}_i$  表示偏置相位中心矩阵,其具体表达式为

$$\mathbf{Q}_i = \mathbf{I}_{\frac{K}{2}} \otimes \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N & \mathbf{O}_{N \times N} \\ \mathbf{O}_{N \times N} & e^{j\phi_i} \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

其中, $\mathbf{I}_N$  表示  $N \times N$  单位阵; $\phi_i$  表示第  $i$  个杂波块由于发射相位中心改变导致的脉冲间相位差。

DPCA 技术的处理流程如图 3.2 所示,主要包括四步:子 CPI 选取、波束形成、杂波对消和多普勒滤波处理。下面结合图 3.2 对 DPCA 技术的统一模型进行详细描述。

#### 步骤 1 子 CPI 选取

第  $p$  ( $p \in \{0, 1, \dots, P-1\}$ ) 个子相干处理间隔(CPI)对应的回波数据为

注:本书后续章节涉及大量的矢量表达式,为了便于描述,矢量中各元素间若为分号表示按列向排列;若为逗号表示按行向排列。

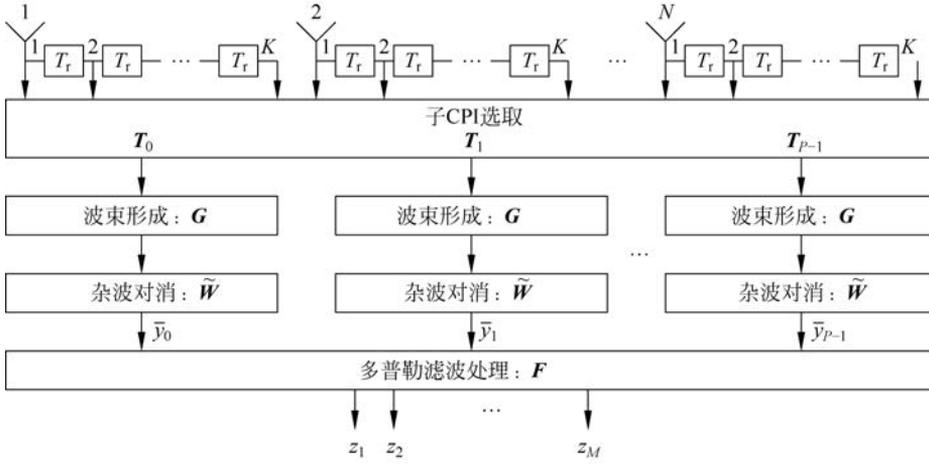


图 3.2 DPCA 处理流程图

$$\tilde{\mathbf{X}}_p = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_{p,1} \\ \tilde{\mathbf{X}}_{p,2} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_p^H \mathbf{X} \quad (3.3)$$

其中

$$\mathbf{T}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{p \times 2} \\ \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{0}_{(K-2-p) \times 2} \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_N \quad (3.4)$$

$\mathbf{T}_p$  为  $NK \times 2N$  矩阵,  $\tilde{\mathbf{X}}_{p,1}$  和  $\tilde{\mathbf{X}}_{p,2}$  分别表示子 CPI 内两脉冲对应的阵列回波数据,  $\tilde{\mathbf{X}}_p$  的维数为  $2N$ 。

### 步骤 2 波束形成

对第  $p$  个子 CPI 的回波数据进行波束形成处理的数学表达式为

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{G}^H \tilde{\mathbf{X}}_p \quad (3.5)$$

其中

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1 & \mathbf{0}_{N \times 1} \\ \mathbf{0}_{N \times 1} & \mathbf{g}_2 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

表示  $2N \times 2$  波束形成矩阵;  $\mathbf{g}_1$  和  $\mathbf{g}_2$  分别表示相邻两个脉冲对应的波束形成矢量, 维数为  $N$ 。

### 步骤 3 杂波对消

对第  $p$  个子 CPI 波束形成处理后的数据进行杂波对消的数学表达式为

$$\bar{\mathbf{y}}_p = \tilde{\mathbf{W}}^H \mathbf{Y}_p \quad (3.7)$$

其中  $\tilde{\mathbf{W}} = (1, -1)^T$  表示杂波对消权矢量。

### 步骤 4 多普勒滤波处理

经过多普勒滤波处理后的输出信号为

$$\mathbf{Z} = \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{Y}} = (z_1, z_2, \dots, z_M)^T \quad (3.8)$$

其中

$$\mathbf{F} = (f_1, f_1, \dots, f_M) \quad (3.9)$$

$$\bar{\mathbf{Y}} = (\bar{y}_0, \bar{y}_1, \dots, \bar{y}_{P-1})^T \quad (3.10)$$

$\mathbf{F}$  表示  $P \times M$  多普勒滤波矩阵;  $z_m = \mathbf{f}_m^H \mathbf{W}^H \mathbf{X}$  表示第  $m$  ( $m=1, 2, \dots, M$ ) 个多普勒通道的输出;  $\mathbf{W}$  是  $NK \times P$  矩阵, 其第  $p$  列可表示为

$$\mathbf{W}_p = \mathbf{T}_p \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{W} \quad (3.11)$$

因此 DPCA 技术对应的复合权矢量为

$$\mathbf{W}_{\text{DPCA}, m} = \mathbf{W} \mathbf{f}_m \quad (3.12)$$

其维数为  $NK$ 。

需要注意的是, 只有在满足特定的约束条件时, 两类 DPCA 方法才能实现理想的杂波对消。因此在统一模型中需加入如下约束:

$$\text{s. t. } \begin{cases} \delta = f_1(0^\circ) \\ d = f_2(V_R, T_r) \end{cases} \quad (3.13)$$

其中,  $f_1(\cdot)$  表示阵列偏置角与  $0^\circ$  的关系, 即是否为正侧视阵;  $f_2(\cdot)$  表示阵元间距、载机速度和脉冲重复周期之间的函数关系。

## 3.2 统一模型与 DPCA 方法的关系

根据 DPCA 统一模型可知, 不同的 DPCA 方法主要区别在于偏置相位中心矩阵、波束形成矩阵和约束条件不同。因此, 当给定偏置相位中心矩阵、波束形成矩阵和约束条件时, 就可得到具体的 DPCA 方法。

### 3.2.1 物理位置上的 DPCA

物理位置上的 DPCA 通过设置发射、接收相位中心特定的空间位置和参数约束来实现杂波信号的相位补偿, 共分为两种情况。图 3.3 给出了情况 1 和情况 2 在一个完整的对消周期内的物理位置上的 DPCA 原理图, 其中“ $\times$ ”表示天线阵元, “ $\cdot$ ”表示天线相位中心。

对于物理位置上的 DPCA,  $N=2$ 。在子 CPI 选取时, 采取相邻两脉冲选取方式, 即  $P=K/2$ 。偏置相位中心矩阵、波束形成矩阵和约束条件分别为

$$\mathbf{Q}_i = \begin{cases} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{\frac{K}{2}} \otimes \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\cos\theta_i\cos\varphi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\cos\theta_i\cos\varphi} \end{bmatrix} \\ \mathbf{I}_{2K} \end{bmatrix}, & \text{情况 1} \\ \mathbf{I}_{2K}, & \text{情况 2} \end{cases} \quad (3.14)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T \quad (3.15)$$

$$\text{s. t.} \begin{cases} \delta = 0^\circ \\ d = \begin{cases} V_R T_r, & \text{情况 1} \\ 2V_R T_r, & \text{情况 2} \end{cases} \end{cases} \quad (3.16)$$

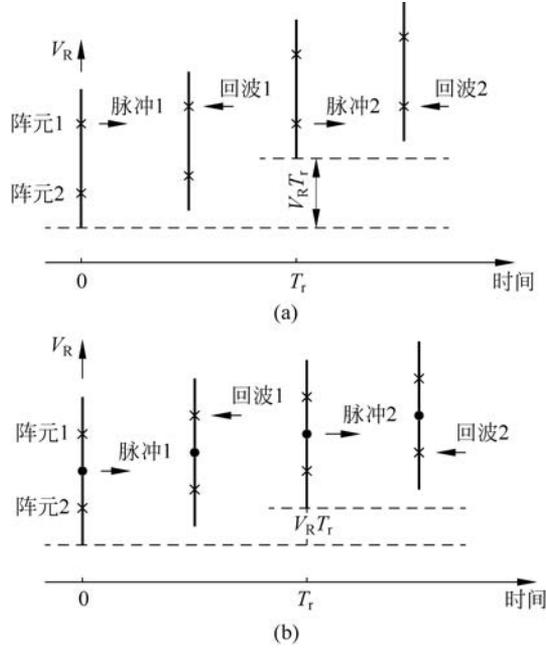


图 3.3 物理位置上的 DPCA 原理图  
(a) 情况 1; (b) 情况 2

### 3.2.2 电子 DPCA

电子 DPCA 通过合理设计连续两脉冲的波束形成矢量来实现杂波信号的相位补偿, 共分为两种情况。图 3.4 给出了情况 1 和情况 2 实现杂波相位补偿的电子 DPCA 原理图。其中  $x_{\Sigma,1}$ 、 $x_{\Sigma,2}$  和  $x_{\Delta,1}$ 、 $x_{\Delta,2}$  分别表示子 CPI 内相邻两脉冲对应的和信号和差信号,  $r$  表示和差通道放大系数比,  $\mathbf{g} = (1, e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\cos\theta_0\cos\varphi_0}, \dots, e^{j2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\cos\theta_0\cos\varphi_0})^T$  表示波束形成矢量。

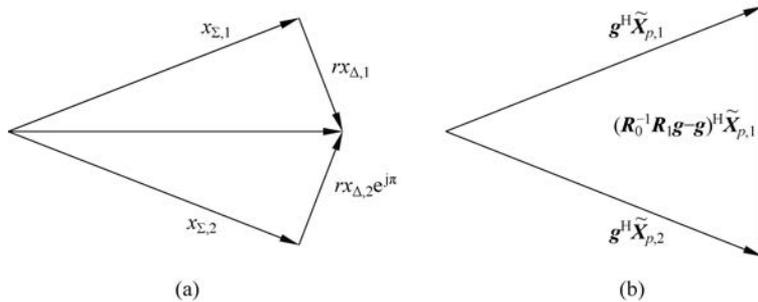


图 3.4 电子 DPCA 原理图  
(a) 情况 1; (b) 情况 2

对于电子 DPCA,子 CPI 选取时采取滑窗方式,即  $P = K - 1$ 。情况 1 中接收波束为和差波束;情况 2 中  $N \geq 2$ 。偏置相位中心矩阵、波束形成矩阵和约束条件分别为

$$\mathbf{Q}_i = \mathbf{I}_{NK} \quad (3.17)$$

$$\mathbf{G} = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 & 0 & r & 0 \\ 0 & 1 & 0 & r e^{j\pi} \end{bmatrix}^H, & \text{情况 1} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{R}_0^{-1} \mathbf{R}_1 \mathbf{g} & \mathbf{0}_{N \times 1} \\ \mathbf{0}_{N \times 1} & \mathbf{g} \end{bmatrix}, & \text{情况 2} \end{cases} \quad (3.18)$$

其中,情况 2 中  $\mathbf{G}$  为  $2N \times 2$  矩阵;

$$\mathbf{R}_0 = E(\tilde{\mathbf{X}}_{p,1} \tilde{\mathbf{X}}_{p,1}^H) = E(\tilde{\mathbf{X}}_{p,2} \tilde{\mathbf{X}}_{p,2}^H) \quad (3.19)$$

$$\mathbf{R}_1 = E(\tilde{\mathbf{X}}_{p,1} \tilde{\mathbf{X}}_{p,2}^H) \quad (3.20)$$

$$\text{s. t. } d = 2V_R T_r, \quad \text{情况 1} \quad (3.21)$$

注意,式(3.21)中  $d$  表示形成和差波束时的两相位中心间距。

### 3.3 DPCA 方法性能分析

#### 1. 相位补偿机理

物理位置上的 DPCA 在一定参数约束条件下通过合理选取发射、接收相位中心的空间物理位置来实现相位补偿,区别在于情况 1 和情况 2 的发射相位中心不同。电子 DPCA 通过合理设计阵列波束形成方式来实现相位补偿,区别在于情况 1 采取和差波束,而情况 2 的波束形成矩阵与回波数据有关。

#### 2. 天线利用率

物理位置上的 DPCA 情况 1,每一次杂波抑制只有一半的天线孔径被利用,而对于物理位置上的 DPCA 情况 2,虽然在每次杂波抑制时采取全阵列发射,但接收时仍然只利用一半的天线孔径。相反,电子 DPCA 技术利用全部天线孔径进行杂波抑制处理。

#### 3. 子 CPI 数目

物理位置上的 DPCA 的子 CPI 数目为脉冲数的一半,即  $K/2$ ,而电子 DPCA 的子 CPI 数目为  $K - 1$ ,因此电子 DPCA 的目标信号积累得益更高。

#### 4. 全方位杂波抑制性能

物理位置上的 DPCA 和电子 DPCA 情况 1 可实现对空域全方位杂波的有效抑制。而对于电子 DPCA 情况 2,仅通过波束形成的方式难以对所有方向的杂波信号进行有效的相位补偿和对消。由于主瓣杂波功率远远大于副瓣杂波功率,因此通过最小均方误差准则得到的补偿向量实际上主要是作用于主瓣杂波。对于副瓣杂波可以考虑在波束形成过程中加锥销的方式加以抑制。

#### 5. 适用范围

物理位置上的 DPCA 仅适用于正侧视阵情况,而电子 DPCA 可同时适用于正侧视阵和非

正侧视阵情况。需要注意的是,对于正侧视阵情况,电子 DPCA 情况 1 中  $r=1$ ,否则  $r \neq 1$ 。

表 3.1 对各 DPCA 方法的约束条件和优缺点进行了总结。

表 3.1 DPCA 方法约束条件和优缺点比较

DPCA 方法		约束条件	优 点		缺 点	
物理位置上的 DPCA	情况 1	$\delta=0^\circ$ $d=V_R T_r$	可有效对消所有方向杂波		杂波抑制时只利用了一半的天线孔径	(1) 子 CPI 不可重叠,目标信号积累效率较低; (2) 对阵元间距和载机脉冲间位移有严格要求; (3) 仅适用于正侧视阵
	情况 2	$\delta=0^\circ$ $d=2V_R T_r$				
电子 DPCA	情况 1	$d=2V_R T_r$	可有效对消所有方向杂波	(1) 子 CPI 可重叠,目标信号积累效率较高;	对阵元间距和载机脉冲间位移有严格要求 仅能实现对主瓣杂波的有效抑制	
	情况 2	—	对阵元间距和载机脉冲间位移无特殊要求	(2) 适用于非正侧视阵		

### 3.4 仿真实验

仿真实验主要从输出功率和信杂噪比(SCNR)损失两个方面来分析对比不同 DPCA 方法的性能。仿真中阵元方向图为余弦方向图,仿真参数见表 3.2 和表 3.3。

表 3.2 一致的参数

参数名称	参 数 值
$H$	8 km
$V_R$	140 m/s
$\lambda$	0.23 m
$f_r$	2 434.8 Hz
$K$	128
$\delta$	$0^\circ$
单阵元单脉冲输入噪声功率 $\sigma^2$	0 dB
单阵元单脉冲输入信噪比 $\xi_t$	0 dB
天线后向衰减系数	-10 dB

表 3.3 不一致的参数

DPCA 方法		$N$	$d/m$
物理位置上的 DPCA	情况 1	2	0.057 6
	情况 2	2	0.115 2
电子 DPCA	情况 1	2	0.115 2
	情况 2	16	0.115 2

### 3.4.1 SCNR 损失

对于某一具体的 DPCA 方法,其 SCNR 损失定义为杂波加噪声环境下的输出 SCNR 与纯噪声环境下的输出信噪比(SNR)的比值。设目标归一化多普勒频率为  $\bar{f}_d$ ,则其 SCNR 损失可表示为

$$L_{\text{SCNR}} = \frac{\text{SCNR}(\bar{f}_d)}{\text{SNR}_0} \quad (3.22)$$

其中,

$$\text{SCNR}(\bar{f}_d) = \max_m \frac{\sigma^2 \xi_t | \mathbf{W}_{\text{DPCA},m}^H \mathbf{S}(\bar{f}_d) |^2}{\mathbf{W}_{\text{DPCA},m}^H \mathbf{R} \mathbf{W}_{\text{DPCA},m}} \quad (3.23)$$

其中,  $\mathbf{S}(\bar{f}_d)$  表示预设的目标导向矢量;  $\mathbf{R} = E(\mathbf{X}\mathbf{X}^H)$ , 表示空时协方差矩阵。式(3.23)表示选取所有 DPCA 滤波器输出的最大值作为待检测多普勒通道的输出值。

图 3.5 给出了 SCNR 损失随目标归一化多普勒频率的变化曲线。可以看出: ①四种 DPCA 方法的 SCNR 损失在零频点,即杂波中心频点处最大,越远离杂波中心频点 SCNR 损失越小,直至在  $\pm 0.5$  频点处无损失。这是因为当目标落入杂波区时,由于 DPCA 对目标信号响应没有约束,导致目标信号被对消。②物理位置上的 DPCA 和电子 DPCA 情况 1 具有基本相同的 SCNR 损失性能。③对于电子 DPCA 情况 2,如果加 90 dB 切比雪夫锥销,则 SCNR 损失曲线在副瓣杂波区较为平直,且对应的 SCNR 损失较小,这是因为电子 DPCA 情况 2 的权矢量主要作用于主瓣杂波,因此只有在主瓣杂波区目标信号才会被大幅对消。但切比雪夫锥销会导致加权损失,因此,在副瓣杂波区存在约 2.5 dB 的 SCNR 损失。综合来看,在邻近主瓣杂波区的区域,电子 DPCA 情况 2 的 SCNR 损失小于其他 DPCA 方法,而在其他副瓣杂波区,在本节参数设置下即当  $0.3 \leq |\bar{f}_d| \leq 0.5$  时,电子 DPCA 情况 2 的性能比其他 DPCA 方法略差。④对于电子 DPCA 情况 2,如果加均匀锥销,则相对于加切比雪夫锥销其 SCNR 损失较大,尤其是在杂波第一副瓣区域,其原因是电子 DPCA 情况 2 的权矢量对主瓣杂波抑制效果较好,而对副瓣杂波抑制效果较差。需要指出的是,当加均匀锥销时,多普勒滤波器特性导致 SCNR 损失曲线存在一定程度波动。

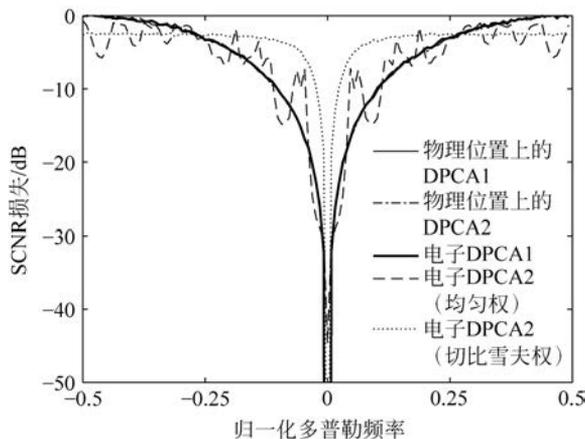


图 3.5 SCNR 损失曲线比较

综上所述,如果要求的 SCNR 损失不大于 3 dB,则电子 DPCA 情况 2 的综合性能最优。

### 3.4.2 输出 SCNR

本小节仿真实验设置了两个场景,两个场景均在 126 km 处,即第 201 个距离门添加了目标信号,目标方位角为  $90^\circ$ 。其中,场景 1 的目标记为目标 1,其速度为 140 m/s,对应的归一化多普勒频率为 0.5;场景 2 的目标记为目标 2,其速度为 28 m/s,对应的归一化多普勒频率为 0.1。图 3.6 给出了不同距离门的回波数据经过 DPCA 处理后的输出功率。对于物理位置上的 DPCA,各子 CPI 无重叠,共可进行 64 次杂波对消。对于电子 DPCA,各子 CPI 重叠,共可进行 127 次杂波对消。因为仿真实验中单阵元、单脉冲的输入噪声功率、输入信噪比已经给定,且噪声均服从标准高斯分布,因此可以从理论上计算得到无目标且杂波被完全对消时的输出功率和有目标时的最大输出 SCNR。相关输出功率和 SCNR 的理论值和仿真值见表 3.4。由于电子 DPCA 情况 2 的输出噪声功率与归一化多普勒频率有关,因此,其相关理论值本节中未给出。

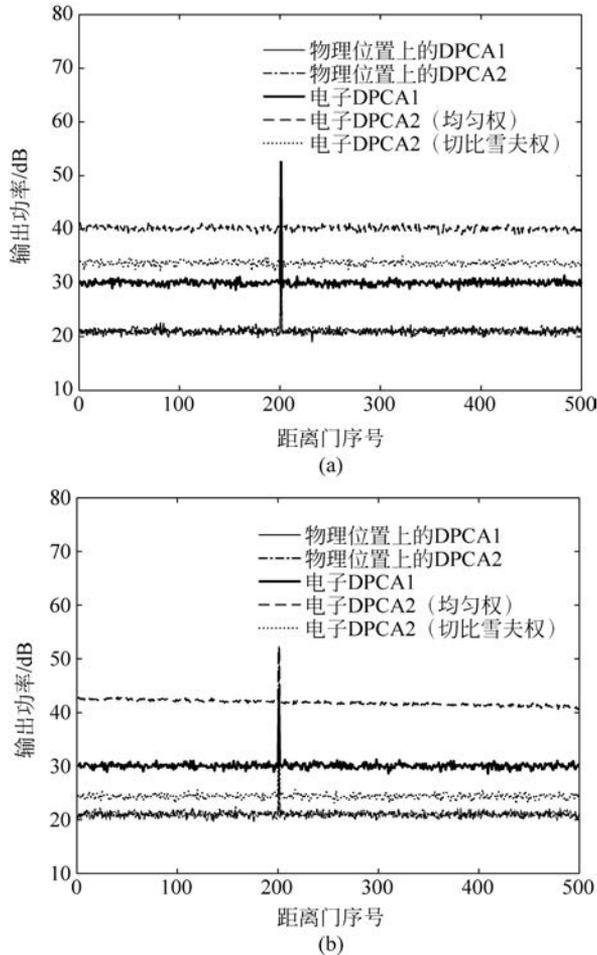


图 3.6 不同方法的输出功率比较

(a) 场景 1; (b) 场景 2

表 3.4 输出功率和 SCNR 比较

DPCA 方法		物理位置上的 DPCA		电子 DPCA			
		情况 1	情况 2	情况 1	情况 2		
					均匀锥销	90 dB 切比雪夫锥销	
输出杂波噪声功率	理论值	21.07 dB	21.07 dB	30.07 dB	—		
	仿真值	场景 1	21.05 dB	21.06 dB	30.06 dB	40.19 dB	33.72 dB
		场景 2	21.04 dB	21.05 dB	30.06 dB	41.83 dB	24.38 dB
输出 SCNR	理论最大值	21.07 dB	21.07 dB	24.05 dB	—		
	仿真值	场景 1	21.12 dB	21.15 dB	24.03 dB	32.07 dB	30.63 dB
		场景 2	11.05 dB	11.09 dB	13.45 dB	18.78 dB	29.13 dB

根据图 3.6 和表 3.4 可对比不同 DPCA 方法剩余的杂波功率和输出 SCNR,并得出以下结论:

(1) 对于物理位置上的 DPCA 和电子 DPCA 情况 1,输出功率与理论值基本一致,这说明剩余杂波功率近似为 0 dB,即以上 DPCA 方法实现了理想的杂波对消。目标 1 的输出 SCNR 与理论最大值基本一致,而目标 2 的输出 SCNR 明显小于理论最大值。这是因为目标 1 的归一化多普勒频率为 0.5,相邻两脉冲的目标信号反相,在杂波对消的同时目标信号反而得以同相相加,因此目标 1 的信号得到了最大程度的积累。而目标 2 的归一化多普勒频率为 0.1,在杂波对消的同时目标信号也有一部分被对消。

(2) 对于电子 DPCA 情况 2,如果加权为均匀权,场景 1 的输出功率为 40.19 dB,场景 2 的输出功率为 41.83 dB。如果加权为 90 dB 切比雪夫权,场景 1 的输出功率为 33.72 dB,场景 2 的输出功率为 24.38 dB。可以看出,此时的输出功率与场景设置,即选取的多普勒通道有关。这是因为电子 DPCA 情况 2 的子 CPI 存在重叠,在杂波对消的同时,一部分噪声信号也被对消,且噪声信号被对消的程度与归一化多普勒频率有关。

(3) 对于电子 DPCA 情况 2,目标 1 在加 90 dB 切比雪夫锥销时的输出 SCNR 为 30.63 dB,略低于加均匀权时的 32.07 dB,这主要是因为切比雪夫锥销会导致加权损失。而目标 2 在加 90 dB 切比雪夫锥销时的输出 SCNR 为 29.13 dB,显著高于加均匀权时的 18.78 dB。这是因为目标 2 位于杂波第一副瓣区域,而 90 dB 切比雪夫锥销可以有效抑制主瓣杂波,从而提高了输出 SCNR。

### 3.5 小结

本章在总结现有 DPCA 方法的基础上建立了传统 DPCA 方法的统一模型,在不同的具体条件下,该统一模型可以退化为不同的 DPCA 方法。在统一模型的框架下,本章简要介绍了传统的物理位置上的 DPCA 和电子 DPCA,厘清了两类 DPCA 方法之间的相互关系。其中,物理位置上的 DPCA 在一定参数约束条件下通过合理选取发射、接收相位中心的空