

# 一种新的高频地波雷达接收系统补偿方案

王吉滨, 孟宪德, 张 忠

(哈尔滨工业大学电子与通信工程系, 哈尔滨 150001)

**摘 要:** 高频地波雷达一般采用线性调频连续波(LFMCW)的信号体制, 用去斜率的方法进行解调处理. 本文根据这种雷达的接收机工作原理, 提出了一种新的接收系统补偿方案, 即把系统补偿分为宽带补偿和窄带补偿两部分, 分别在时域和频域完成. 文中对时域宽带补偿这种新方法在理论上作了严密的论证, 并给出了计算机仿真结果.

**关键词:** 系统补偿; 宽带补偿; 窄带补偿

**中图分类号:** TN955

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112 (2001) 04-0534-04

## A New Compensation Method for HF Ground Wave Radar Receiving System

WANG Ji-bin, MENG Xian-de, ZHANG Zhong

(Dept. of Electronic and Communication Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

**Abstract:** High frequency ground wave radar generally adopts linear frequency modulated continuous wave (LFMCW) signals as the transmitting signal and acquire demodulation by getting rid of the slope. Here a new receiver system compensation scheme is proposed according to the working principle of this kind of radar. The system compensation is divided into wide-band compensation and narrow-band compensation, which are accomplished in time domain and frequency domain respectively. Rigorous theoretical demonstration and computer simulation results are brought forth in this article for the new method of wide-band compensation in time domain.

**Key words:** system compensation; wide-band compensation; narrow-band compensation

### 1 引言

在高频地波雷达中, 一般采用线性调频连续波(LFMCW)的信号体制, 当回波信号通过接收机时, 通过去斜率的方法来实现信号的解调处理, 从而获得目标信息. 根据这种雷达接收机的工作原理, 可以将整个雷达接收系统分为宽带和窄带两部分, 如图1所示, 其中去斜率混频之前为宽带系统, 去斜率混频之后为窄带系统.

回波信号在混频前为线性调频信号, 所经过的是一个宽带系统, 根据成对回波理论, 如果宽带系统的频率特性不理想, 线性调频信号经过它之后将产生成对回波, 这样在混频后将产生位于真实目标两侧的假目标, 而传统的频域补偿算法对这些假目标无能为力, 从而给信号检测带来很大困难. 本文认真分析了这类假目标的产生机理, 得出一种抑制宽带系统幅频特性不理想和相频特性不理想的时域补偿算法.

### 2 理论分析

如前所述, 高频地波雷达一般采用线性调频信号, 设其发射信号为

$$u(t) = a(t - nT) \cos[2\pi f_0 t + \pi k(t - nT)^2] \quad (1)$$

其中  $a(t) = 1 (0 \leq t \leq T)$ ,  $f_0$  为起始频率,  $k$  为调频斜率,  $k = B/T$ ,  $B$  为调频宽度,  $T$  为重复周期 (在本文的系统中,  $B = 30\text{kHz}$ ,  $T \approx 0.26\text{s}$ ).

目标回波信号为

$$u_R(t) = u(t - \tau) \quad (2)$$

其中  $\tau = 2R/C$ ,  $R$  为目标到雷达的距离, 这里不考虑电波传播和目标反射的影响.

本振信号  $u_m(t)$  在信号形式上与发射信号一致, 将回波信号与本振信号混频, 就是所谓的去斜率的过程. 在雷达接收机中, 通常要进行多次混频, 一般将这次去斜率的混频称为一混. 一混之前系统是宽带的, 一混之后, 系统是窄带的.

若宽带系统幅相特性为理想的, 即

$$H(f) = A \exp[-j(2\pi b_0 f + \phi_0)] \quad (3)$$

则混频之后的信号应为纯正弦函数. 若  $H(f)$  的频率特性不理想, 即

$$H(f) = A_1(f) \exp\{-j[2\pi b_0 f + \phi_0 + \phi_1(f)]\} \quad (4)$$

则混频之后的信号就不是纯正弦函数了. 理论证明, 其幅度被  $H(f)$  的幅频特性  $A_1(f)$  的规律所调制, 其相频特性除增加线性部分外, 又增加了  $\phi_1(f)$  规律调制的部分<sup>[1]</sup>, 因而产生了对回波.

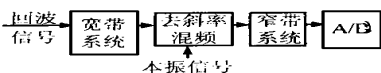


图1 高频地波雷达接收机原理图

由于  $A_1(f)$  和  $\phi_1(f)$  都是慢变的, 在 30kHz 带宽之内的起伏规律一般不超过几个周期, 混频之后的窄带系统带宽一般在 1kHz 左右, 因此主回波及成对回波基本不失真地通过窄带系统, 最后变为数字信号。也就是说, 宽带系统幅相特性不理想所引起的线性调频信号的失真, 经过窄带系统之后, 没有任何变化。因此, 可以在窄带系统的输出端对宽带系统幅相特性不理想进行时域补偿。宽带系统补偿之后, 再对窄带系统幅相特性不理想进行频域补偿。

下面来推导时域宽带系统补偿的实现原理。

设发射信号为  $u(t)$ , 距离  $R$  处的目标回波信号为  $u(t - \tau)$ , 其中  $\tau$  为回波延迟。根据成对回波理论, 当回波信号  $u(t - \tau)$  通过一个不理想的宽带系统时, 在回波信号两侧将产生成对回波。理想回波信号通过理想宽带系统后与本振信号  $u(t)$  混频得到的信号应为一个标准的正弦信号, 而系统不理想产生的成对回波与本振信号混频将得到若干个小幅度正弦信号, 这些正弦信号的频率与  $\cos(2\pi k\tau)$  之间有一定的间隔, 在视频输出时将产生目标距离附近的假目标。

设只存在幅频特性不理想的宽带系统的传递函数为

$$H(f) = [a_0 + a_1 \cos(2\pi c_1 f)] \exp(-j2\pi b_0 f) \quad (5)$$

在这种情况下, 宽带系统的输出信号为<sup>[2]</sup>:

$$u_0(t) = a_0 u_R(t - b_0) + \frac{a_1}{2} u_R(t - b_0 + c_1) + \frac{a_1}{2} u_R(t - b_0 - c_1) \quad (6)$$

可见在只有幅频特性不理想的情况下, 系统的输出分为三项, 第一项为输入信号的无失真放大项, 而另外两项则是由系统的幅频特性不理想引起的, 它们的形状和输入信号相同, 对称地分布在第一项的两侧。成对回波出现在距主回波为  $\pm c_1$  的时刻, 其幅度与主回波之比为  $a_1/2 a_0$ 。

当系统只存在相频特性不理想时, 即

$$H(f) = a_0 \exp[-j2\pi b_0 f - j b_1 \sin(2\pi d_1 f)] \quad (7)$$

系统的输出信号为:

$$u_0(t) = a_0 J_0(b_1) u_R(t - b_0) + \sum_{n=1}^{\infty} a_0 J_n(b_1) u_R(t - b_0 + n d_1) + \sum_{n=1}^{\infty} a_0 (-1)^n J_n(b_1) u_R(t - b_0 - n d_1) \quad (8)$$

式中  $J_n(b_1)$  为  $n$  阶第一类贝塞尔函数。由此式可见, 当系统的相频特性不理想时, 输出信号中含有无穷多对成对回波, 分别出现的距主回波为  $\pm n c_2$  的位置, 与主回波的幅度之比为  $J_n(b_1)/J_0(b_1)$ 。当系统的相频特性不理想程度比较小, 满足  $b_1 < 0.5 \text{ rad}$  时, 贝塞尔函数可近似为

$$J_0(b_1) \cong 1; J_1(b_1) \cong b_1/2; J_n(b_1) \cong 0 \quad (9)$$

将上式代入式(8)中, 得

$$u_0(t) = a_0 [u_R(t - b_0) + \frac{b_1}{2} u_R(t - b_0 + d_1) - \frac{b_1}{2} u_R(t - b_0 - d_1)] \quad (10)$$

与幅频不理想一样, 系统的相频不理想同样导致主回波两侧出现一对成对回波<sup>[2]</sup>。

当系统同时存在幅频和相频不理想时

$$H(f) = [a_0 + a_1 \cos(2\pi c_1 f)] \exp[-j2\pi b_0 f - j b_1 \sin(2\pi d_1 f)] \quad (11)$$

可以想象, 这时的输出信号中不仅有两种不理想单独影响产生的成对回波, 还应当有两者相互影响产生的成对回波。一般情况下, 它们的相互作用项可以被忽略, 系统的输出可以近似为<sup>[2]</sup>

$$u_0(t) = a_0 u_R(t - b_0) + \frac{a_1}{2} [u_R(t - b_0 + c_1) + u_R(t - b_0 - c_1)] + \frac{a_0 b_1}{2} [u_R(t - b_0 + d_1) - u_R(t - b_0 - d_1)] \quad (12)$$

其中第一项为回波信号的线性放大项, 第二项为宽带系统的幅频特性不理想所产生的成对回波, 第三项为宽带系统的相频特性不理想所产生的成对回波。将式(12)改写成与发射信号一致的形式, 可以得到

$$u_0(t) = a_0 u(t - \tau - b_0) + \frac{a_1}{2} [u(t - \tau - b_0 + c_1) + u(t - \tau - b_0 - c_1)] + \frac{a_0 b_1}{2} [u(t - \tau - b_0 + d_1) - u(t - \tau - b_0 - d_1)] \quad (13)$$

分析上式可以看出, 回波信号通过宽带系统后, 除了线性放大项  $a_0 u(t - \tau - b_0)$  之外, 所产生的成对回波项可以被看成是与目标回波延时不同的目标所产生的回波信号, 从而产生假目标。由前面的分析可知, 式(13)中的每一项与本振信号混频后都会产生一个标准正弦信号, 这样混频后的输出为

$$s(t) = a_0 \cos[2\pi k(\tau + b_0)t] + \frac{a_1}{2} \{\cos[2\pi k(\tau + b_0 - c_1)t] + \cos[2\pi k(\tau + b_0 + c_1)t]\} + \frac{a_0 b_1}{2} \{\cos[2\pi k(\tau + b_0 - d_1)t] - \cos[2\pi k(\tau + b_0 + d_1)t]\} \quad (14)$$

在视频信号  $s(t)$  中, 第一项对应真实目标, 第二项和第三项则是由宽带系统的幅频和相频特性不理想所引起的假目标。此信号经  $I, Q$  变换后, 得到的复信号为

$$\begin{aligned} \tilde{s}(t) &= a_0 e^{j2\pi k(\tau + b_0)t} + \frac{a_1}{2} [e^{j2\pi k(\tau + b_0 - c_1)t} + e^{j2\pi k(\tau + b_0 + c_1)t}] \\ &\quad + \frac{a_0 b_1}{2} [e^{j2\pi k(\tau + b_0 - d_1)t} - e^{j2\pi k(\tau + b_0 + d_1)t}] \\ &= a_0 e^{j2\pi k(\tau + b_0)t} + \frac{a_1}{2} e^{j2\pi k(\tau + b_0)t} [e^{-j2\pi k c_1 t} + e^{j2\pi k c_1 t}] \\ &\quad + \frac{a_0 b_1}{2} e^{j2\pi k(\tau + b_0)t} [e^{-j2\pi k d_1 t} - e^{j2\pi k d_1 t}] \\ &= a_0 e^{j2\pi k(\tau + b_0)t} + a_1 e^{j2\pi k(\tau + b_0)t} \cos 2\pi k c_1 t \\ &\quad - j a_0 b_1 e^{j2\pi k(\tau + b_0)t} \sin 2\pi k d_1 t \\ &= a_0 e^{j2\pi k(\tau + b_0)t} [1 + \frac{a_1}{a_0} \cos(2\pi k c_1 t) - j b_1 \sin(2\pi k d_1 t)] \quad (15) \end{aligned}$$

这个信号与真实目标的视频信号  $a_0 e^{j2\pi k(\tau + b_0)t}$  相比, 就得到了宽带系统补偿系数, 设为  $m(t)$ , 则

$$m(t) = 1 + \frac{a_1}{a_0} \cos(2\pi k c_1 t) - j b_1 \sin(2\pi k d_1 t) \quad (16)$$

式中第二项和第三项分别是由宽带系统的幅频和相频特性不理想引起的, 若系统只存在一种不理想, 则这两项中只有一项存在。

在实际雷达前端的宽带系统中, 幅频和相频特性不理想

一般不会是上面所给出的标准正弦畸变,但根据傅立叶级数展开的基本原理,任何形式的不理想都可以表示成多个正弦函数之和,因此一个不理想宽带系统的频率特性可以用下式来表示:

$$H(f) = [a_0 + \sum_{i=1}^N a_i \cos(2\pi c_i f)] \exp \left\{ [-j2\pi b_0 f - j \sum_{i=1}^M b_i \sin(2\pi d_i f)] \right\} \quad (17)$$

由前面的推导不难得出,此系统的宽带补偿系数应为

$$m(t) = 1 + \frac{1}{a_0} \sum_{i=1}^N a_i \cos(2\pi k_i t) - j \sum_{i=1}^M b_i \sin(2\pi k_i t) \quad (18)$$

观察式(16)与式(18)可以看出,  $m(t)$  是一个与目标回波信号无关的函数,它仅由接收机宽带系统的幅频和相频不理想程度决定,因此可以采取一定的方法将其补偿掉。进一步分析,  $m(t)$  为严格的时间函数,它在接收机混频输出的时间序列中的各点引入不同的幅度和相位畸变,畸变的程度由宽带系统的频率特性和信号的输出时间决定。这样对宽带系统的幅相特性不理想进行补偿时,就可以在时域完成,通过对输出信号进行校正,即在信号的距离和速度处理之前,将经过  $I$ 、 $Q$  变换后的复信号乘以一个与之在时间上相对应的校正序列 ( $m(t)$  的倒数),即可消除宽带系统不理想的影响。在进行宽带系统补偿时,窄带系统频率特性的不理想对其影响不大,因为宽带系统的输出信号是在某个中心频率(由目标距离决定)上的带宽很窄的信号,对于窄带系统而言可视为单频。上述的宽带系统补偿是在时域进行的,所以我们称为时域补偿法。

### 3 实现方法及仿真结果

上面给出了时域宽带补偿算法的理论分析,下面我们给出这种算法的具体实现步骤及其计算机仿真结果。这种算法通常分四步来完成:

(1) 在接收机输入端加一个校准信号(对应某一距离  $R_0$  处目标的线性调频回波信号),在其输出端得到经过  $I$ 、 $Q$  处理的离散复信号  $\tilde{s}(n)$ ,求得  $\tilde{s}(n)$  的幅度  $A(n)$  和相位  $P(n)$ 。

(2) 将所得到的相位序列  $P(n)$  拟合成一条直线,得到  $P'(n)$ ,取  $P(n)$  和  $P'(n)$  的差值,记为  $\Delta P(n)$ , $\Delta P(n)$  恰好反映了接收系统前端宽带部分相频特性的不理想。将非线性相位  $\Delta P(n)$  去掉,相当于使接收机的宽带系统变成具有理想的线性相位特性。

(3) 求得与宽带系统不理想对应的时域补偿系数  $\text{comp}(n) = A(n) e^{j\Delta P(n)}$ ,  $\text{comp}(n)$  与式(16)中  $m(t)$  的离散值相一致。

(4) 在接收机实际工作时,首先将经过数字  $I$ 、 $Q$  变换后形成的离散复信号  $\tilde{s}(n)$  与式(3)中得到的时域补偿系数相除,即可实现宽带系统补偿,从而消除宽带系统的不理想。

下面给出宽带系统补偿的计算机仿真结果,如图2至图7所示。

其中图2和图3给出了当宽带系统只存在幅频特性不理想的仿真结果,在所给出的不理想宽带系统中,其在通频带(30kHz)内的幅度起伏达1.7dB,这在回波信号的时域幅度上引入了相类似的畸变,经补偿后,信号的幅度畸变 < 0.1dB。

图4和图5给出了当宽带系统只存在相频特性不理想的仿真结果,在所给出的不理想宽带系统中,其在通频带(30kHz)内的相位起伏约为0.2rad,这在回波信号的时域相位上引入了相类似的畸变,经补偿后,使得此信号的相位畸变 < 0.02rad。

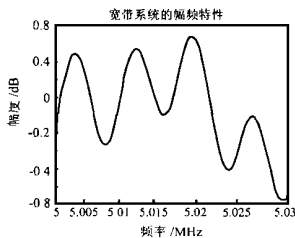


图2 宽带系统的幅频特性

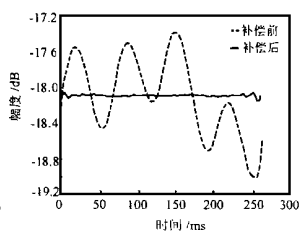


图3 补偿前后的时域信号幅度畸变

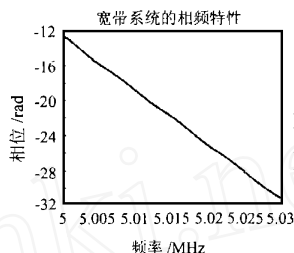


图4 宽带系统的相位特性

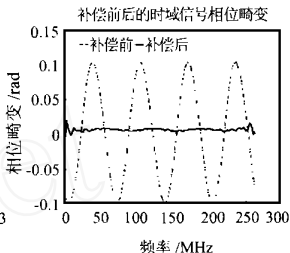


图5 补偿前后的时域信号相位畸变

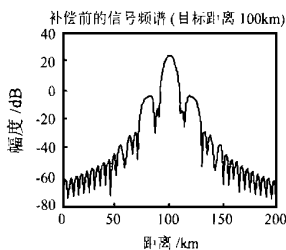


图6 补偿前的信号频谱

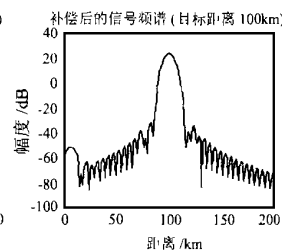


图7 补偿后的信号频谱

图6和图7给出了接收机宽带系统同时存在幅频和相频特性不理想时,补偿前后的输出信号频谱。图6显示,由于接收系统的宽带部分频率特性不理想,使得在真实目标对应的谱线两侧,出现了成对回波引起的假目标信号谱,这将给后续的信号检测与识别带来很大困难。图7为补偿后的信号频谱,可以看出,由成对回波所引起的虚假目标频谱被压缩到主回波信号谱的旁瓣以下,抑制比在30dB以上,这样完全可以满足后续信号处理的要求。当系统只存在幅频特性不理想或相频特性不理想时,所得到的补偿效果更好。

### 4 结束语

通过以上的理论分析以及仿真结果可以看出,本文所提出的时域补偿法是抑制调频雷达接收机宽带系统幅频和相频特性不理想的一种行之有效的方法,它对这种由宽带系统频率特性不理想所引起的虚假目标的抑制比在30dB以上,完全可以满足高频雷达信号处理的要求。

在所给出的宽带系统时域补偿算法中,补偿函数的幅度即为校准信号通过系统后的输出幅度,补偿函数的相位是输出信号相位的拟合值与实际值的差值,补偿函数的精度取决于这个相位差值的估计精度,但在实际应用中,一般的拟合方法均能满足要求,在我们的仿真过程中,采用的是最小二乘拟合方法。

这里给出了单路接收机宽带系统不理想的补偿算法。这种补偿方法也适用于多通道接收机各宽带部分的幅相特性不一致性的补偿,以使数字波束形成精度更高。

至于窄带系统幅相特性不理想,或多通道之间的不一致,一般可以用一个调制系数小(满足窄带带宽)的线性调频信号作为校准信号加在接收机的输入端,将输出信号变换到频域进行补偿。

#### 参考文献:

- [1] 孟宪德等. 逆合成孔径雷达中 STRETCH 信号畸变的分析 [J]. 哈尔滨工业大学学报, 1991, 23(4): 56 - 61.

- [2] 张澄波. 综合孔径雷达 [M]. 北京: 科学出版社, 1989: 113 - 183.

#### 作者简介:



王吉滨 1972 年生, 现为哈尔滨工业大学电子工程专业博士生, 主要从事雷达接收技术及信号处理技术等方面的研究工作。



孟宪德 1938 年生, 1962 年哈尔滨工业大学雷达专业毕业, 教授, 博士生导师, 从事雷达技术及信号处理技术等方面的研究工作, 在国内外刊物和会议上发表论文二十多篇。

## 评《高温 CMOS 集成电路原理与实现》一书

随着微电子技术的迅速发展, 计算机应用业已普及到诸多领域, 特别是航空、航天、油阱钻探、喷气发动机的控制方面。这些领域的产品不但精度高, 而且工作环境温度高, 故需要研制高温集成芯片。自 1978 年始由 D. W. Plamer 首开先河, 先后有 Early 等重量级人物投入研究, 到 1992 年高温 MOS 晶体管和集成电路已经商品化。

为进一步推进高温集成电路设计与制造, 满足其日益广泛的应用, 中国科技大学出版社 2000 年出版了《高温 CMOS 集成电路原理与实现》一书, 该书全面讨论了高温集成电路设计与工艺, 是本领域在国内第一本专著。

本书系统地阐述了高温 CMOS 数字集成电路与模拟集成电路的理论与工艺, 涉及高温平面 MOS 晶体管与功率 MOS、SOI MOS 晶体管的理论与工艺:

第一章扼要介绍 MOS 晶体管与集成电路, 包括了一些常见的相关公式以及由数值分析结果而导出的短沟道 MOS 晶体管电学参数计算公式。

第二章分析高温平面 MOS 晶体管的物理结构, 以及各项参数的计算。内容包括阈值电压、载流子迁移率、泄漏电流和亚阈值电流随温度变化规律。然后根据这些规律归纳出了高温平面 MOS 晶体管的小信号与大信号等效电路, 按比例缩小规则的温度特性。

第三章分析高温 CMOS 静态数字集成电路与模拟集成电路。首先讨论了高温 CMOS 静态数字电路的直流传输特性、噪声容限与瞬态特性, 给出了完整的定量计算公式和图表。然后研究了高温 CMOS 运算放大器, 介绍了恒流源电路、差分输入级、中间放大级、输出级和频率补偿的设计与运算方法。

这一章还对 CMOS 集成电路的寄生参数引起的自锁效应

的温度特性进行了分析, 给出了维持电流与温度的关系, 确定了 MOS 集成电路应用的上限温度。同时也讨论了如何实现 pn 结隔离的高温 CMOS 集成电路的工艺。

第四章包含了三个方面内容: 其一是高温 LDMOS 的特性, 包括了高温 LDMOS 的等效电路和参数计算方法; 其次是分析了用 SIMOX 材料制作的高温 SOI 厚膜与薄膜晶体管的阈值电压、泄漏电流等参量与温度的关系; 最后介绍了高温、大功率 JFET 和 MESFET 的优值系数计算方法。

从书中的内容可以看出这本书在系统地研究高温 CMOS 集成电路器件物理的同时, 着重强调了如何把器件的物理参数转化为电路的特性参数, 这就很容易为广大电路设计者接受。与此同时作者将器件的本征参数与高温下寄生参数综合考虑, 求解了一些微分方程与代数方程, 得到了一些高精度的定量计算公式, 用这些公式取代了那些估算公式, 使得高温 CMOS 集成电路参数计算公式精度更高, 为高温 CMOS 集成电路的工艺与电路的设计者提供了更好的设计基础。设计人员利用这些公式与相关的图表可以设计出高性能的高温 CMOS 集成电路。

也许有的读者会认为难道不可以用 SPICE 或 BSIM 程序来仿真高温 CMOS 集成电路的特性吗? 不幸的是这些程序只可以仿真低于 150 °C 的电路的特性, 150 °C 以上的电路参数变化情况由于缺乏定量的计算公式而无法仿真。这本书所作的工作恰好解决了这一难题, 相信读者可以根据书中提出的计算公式和方法, 开发出新的模型来仿真高温 CMOS 集成电路。

这本书适用于从事于 IC 设计与制造技术人员和电路设计工作者, 以及相关专业的高等学校教师、研究生与高年级本科生。

(黄庆安)