

基于自适应多重线性卡尔曼陷波的互调干扰抑制

郑建拥, 魏光辉

(陆军工程大学石家庄校区电磁环境效应重点实验室, 河北石家庄 050003)

摘要: 针对环境中复杂多变的电磁辐射所引起的互调干扰问题, 提出了一种基于自适应多重线性卡尔曼陷波 (Adaptive Multiple Linear Kalman Notch Filter, AMLKNF) 的互调干扰抑制方法. 利用电磁环境效应试验建立的二阶互调低频阻塞干扰预测模型, 在 AMLKNF 中设计一个自适应逻辑, 根据干扰预测模型来调整陷波频率和深度, 以抑制二阶互调低频阻塞干扰. 最后通过仿真分析了该方法的性能, 与传统陷波滤波方法相比, AMLKNF 使信号损耗降低了 30% 以上, 响应时间减少了 1 ms, 证明了该方法可以抑制至少 40 dB 的二阶互调低频阻塞干扰.

关键词: 自适应; 多频; 卡尔曼陷波; 互调干扰抑制; 电磁环境效应机理

中图分类号: O441; TM937; TN92

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)04-1030-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20211322

Intermodulation Interference Suppression Based on Adaptive Multiple Linear Kalman Notch

ZHENG Jian-yong, WEI Guang-hui

(National Key Laboratory on Electromagnetic Environment Effects, Army Engineering University, Shijiazhuang, Hebei 050003, China)

Abstract: For electronic devices with communication function, the intermodulation interference caused by complex and changeable electromagnetic radiation in the environment has always been a difficult problem to overcome. An intermodulation interference suppression method based on adaptive multiple linear Kalman notch filter (AMLKNF) is proposed. An adaptive logic is designed using the second-order intermodulation low-frequency blocking interference prediction model established by the electromagnetic environment effect test in AMLKNF, and the notch frequency and depth are adjusted according to the interference prediction model to suppress the second-order intermodulation low-frequency blocking interference. Finally, the performance of this method is simulated and analyzed. Compared with the traditional notch filtering method, AMLKNF reduces the signal loss by more than 30% and the response time by 1 ms, which proves that this method can suppress the second-order intermodulation low-frequency blocking interference by at least 40 dB.

Key words: adaptive; multiple frequency; Kalman notch; intermodulation interference suppression; electromagnetic environmental effect mechanism

1 前言

随着用频设备的发展, 互调干扰已经威胁到了几乎所有具有信号接收功能的设备^[1,2]. 互调干扰是指在具有非线性电子器件上 (包括双工器, 线缆连接器, 功率放大器, 变频器等) 处理包含两个或多个不同频率的信号时, 非工作频率的信号在新频率 (不仅仅是谐波频率) 上产生的附加信号^[3]. 在大信号条件下, 大部分电子电路的线性化很容易被破坏, 互调产生的新信号的功率可能超过了热噪声功率以及双工隔离功率的限制. 更严重的是, 如果新信号频率落在接收频带内, 它会作为一种干扰被接收机接收^[4-6]. 国内外对互调干扰

的研究有很多, 主要有互调干扰的现象、机理和测量技术等方面^[7,8]. 但是这些研究对互调干扰的防护来说是远远不够的.

一般认为, 互调干扰不可消除, 传统上采用提高硬件性能以减少非线性来降低互调干扰, 但这种代价是非常高昂的. 因此又兴起了其它诸多研究, 例如频带规划是减少互调干扰的窄带通信系统的良好选择之一. 然而, 这种简单的技术并不能充分解决采用宽带宽的一些通信系统, 如长期演进系统的互调干扰^[9]. 国外学者还提出了一种有效的减少互调干扰的方法, 即添加一个非线性中间插入网络^[10]. 由于发射信号已知, 泄漏

到接收信号路径的互调部分由于其高相关性可以被估计和补偿^[11,12],但该方法仅仅用于消除内部产生的二阶有源互调失真. 还有学者为自适应消除前馈互调干扰提供了一个通用框架^[13]. 上述两种方法都是基于模拟电路,会对设备本身产生较大的影响.

无论哪种方法,都需要加入滤波器等硬件,这就不可避免的增加了硬件电路的复杂度. 对小损耗、低成本的滤波技术的寻求推动了基于数字信号处理的互调干扰抑制的研究,例如,一种基于数字信号处理(Digital Signal Processing, DSP)的互调干扰信号消除方法^[9],但这种方法需要中断通信来估计参数. 还有基于幂级数^[14]、Hammerstein^[15]和 Volterra 级数^[16]数学模型的互调信号重构补偿算法,从仿真结果来看,具有一定效果. 但是由于电子设备的硬件寄生参数极其复杂,基于数学仿真的模型“仿真是否为真”仍然有待商榷. 有学者提出了添加低通滤波器采集偶阶互调干扰信号作为参考信号,重构后抵消偶阶互调干扰,只适合低频的偶阶互调信号^[17]. 而针对不同设备的具体情况,有学者提出了利用天线阵列的信号相关性消除天线的无源互调干扰,只在天线阵列中使用^[18].

还有一类数字消除互调干扰的方案是基于自适应陷波算法,然而传统的自适应算法需要模拟电路来产生参考信号,一个参考信号对消一个频率的互调干扰. 如果只有少量的参考信号,插损尚在可以接受的范围,但是如果有很多需要对消的频率,则其插损必然受到不可接受的影响^[19].

这里需要注意的是,目前研究的方法中,抑制或消除的都是设备内部的互调产物中非工作频率的干扰. 而抑制互调干扰最好的途径却是在互调之前就消除干扰信号源,否则工作信号的处理必定会受影响. 这就需要面对以下三种情况:(1)可以互调产生工作频率的频率(以下简称互调频率)非常多,需要全面厘清;(2)由于不同设备的具体参数的复杂多样,其对众多互调频率的敏感程度也不一定相同,这就导致了通过仿真建立的互调或者非线性模型存在技术隐患;(3)就目前的研究方法而言,都必然增加额外的硬件或信号处理的负担,插入损耗是个必须解决的问题.

针对情况(1)和情况(2),在前期设备电磁环境效应的研究中,通过理论建模和效应试验测定参数,已经具备了一整套建立设备二阶^[20]、三阶^[5,6]互调干扰预测模型的方法,有效地确定了设备的互调干扰敏感频带和阈值,可以用于指导抑制互调干扰. 针对情况(3),近年来,出现了一种新的自适应陷波算法—线性卡尔曼滤波器(Linear Kalman Notch Filter, LKNF)以其高灵敏度、快速收敛特性和较小的信号损耗备受关注. 但是正如上文说到的自适应陷波算法的通病,随着陷波频率

的数量增加,LKNF 也会变得越来越臃肿. 为此,国外有学者将 LKNF 改进为多重线性卡尔曼陷波器(Multiple Linear Kalman Notch Filter, MLKNF),这是一种具有增广状态的卡尔曼滤波器,用于估计和抑制多重干扰信号^[21-24]. 相较于传统陷波器通过将单个陷波器级联或增加参考信号,MLKNF 只需要调整自身状态变量就可以消除多个频率,这就解决了陷波频率过多造成的负担. 但是这种方法必须预先设置陷波零点和深度,因此在陷波之前需要先进行时频分析,确定干扰的频率和强度,如 RSPWVD(Reassigned Smoothed Pseudo Wigner-Ville Distribution)时频分析技术来跟踪干扰信号^[25],但这又不可避免的增加了信号处理的负担和损耗.

综合上述三种情况,提出了在 MLKNF 中加入前期通过效应试验建立的某型导航接收机的二阶互调低频阻塞干扰预测模型作为自适应逻辑,改进为 AMLKNF,使其能根据模型自适应调整陷波策略,调节陷波零点和深度,也不再需要进行时频分析,抑制二阶互调低频阻塞干扰的同时降低了信号损耗和陷波的响应时间.

2 互调干扰预测模型

和所有自适应陷波算法相同,MLKNF 同样需要预先设定干扰信号的信息. 这些信息可以从信号预处理环节中提取^[25],也可以预先编辑在 MLKNF 算法内部. 根据之前总结的设备复杂电磁环境效应研究方法,已经可以得出某型导航接收机的二阶低频互调阻塞干扰模型^[20],模型推导过程如下.

假设设备接受的多频率的电磁信号的场强分别为 $E_i(f_i)$ 、信号场路耦合及到达变频器前的传递函数为 $A_i(f_i)$,则信号到达变频器时的电平为

$$S_i(f_i) = A_i(f_i)E_i(f_i) \quad (1)$$

其中, $i=0$ 表示与受试用频设备工作频率相同的信号, i 为其它值分别代表带内、带外干扰信号.

带外信号 f_1, f_2 产生的二阶互调干扰信号电平可表示为

$$\varphi_2(\Delta f) = GS_1(f_1)S_2(f_2) \quad (2)$$

其中, G 是受试用频设备的二阶互调非线性系数, $\Delta f = |f_1 - f_2|$.

若受试设备的低频阻塞临界干扰电平为 $L(f)$,将二阶互调干扰信号电平与同频低频阻塞临界干扰电平的比值定义为效应指数 R_2 ,显然,当 $R_2 \geq 1$ 时出现二阶互调低频阻塞干扰.

$$R_2(\Delta f) = \frac{GS_1(f_1)S_2(f_2)}{L(\Delta f)} \quad (3)$$

若工作频率为 f_0 时受试设备的射频敏感系数为 $B_i(f_i)$ 、单频临界干扰场强为 $E_{i0}(f_i)$ 、敏感端口处的临界干扰电平为 C_0 , C_0 仅与 f_0 有关,与干扰频率 f 相关的变化

因素均包含在敏感系数 $B_i(f_i)$ 中,则

$$A_1 B_1 E_{10} = A_2 B_2 E_{20} = \dots = A_0 B_0 E_{00} = C_0 \quad (4)$$

将式(1)代入式(3),利用式(4)整理得

$$R_2(\Delta f) = \frac{C_0^2 G}{L(\Delta f) B_1(f_1) B_2(f_2)} \frac{E_1(f_1)}{E_{10}(f_1)} \frac{E_2(f_2)}{E_{20}(f_2)} \quad (5)$$

由于式(5)的待定参数需要靠实验数据来确定,与频率相关的变化因素可认为都包含在敏感系数 $B_i(f_i)$ 中,式(5)不失一般性.

引入与受试设备工作频率 f_0 、带外干扰信号频率 f_i 有关的新参数——二阶互调低频阻塞干扰因子 β_i , 令

$$\beta_i = C_0 \sqrt{G/L_{\min}} / B_i \quad (6)$$

其中, L_{\min} 为低频干扰电平的最小值. 引入二阶低频干扰电平相对值 $L_r(\Delta f) = L(\Delta f) / L_{\min}$, 则效应指数 R_2 可表示为

$$R_2(\Delta f) = \frac{\beta_1(f_1) \beta_2(f_2)}{L_r(\Delta f)} \frac{E_1(f_1)}{E_{10}(f_1)} \frac{E_2(f_2)}{E_{20}(f_2)} \quad (7)$$

从推导过程看出:二阶互调低频阻塞干扰因子 β_i 不仅与干扰信号频率有关,而且与受试设备工作频率相关. 对于射频设备,一般都会将工作信号降频至中频进行处理,而干扰信号也会被降频. 为了简化降频过程的表述,用两个频率之间的差值代表不同频率的信号,这样就不必再描述信号降频的变化过程,因为频率的差值不变. 因此作为工程近似,可认为 β_i 仅取决于辐射频偏 $\Delta f_i = f_i - f_0$, L_r 仅取决于二阶互调频差 $\Delta f = |f_1 - f_2|$, 简化后的效应模型为

$$R_2(\Delta f) = \frac{\beta(\Delta f_1) \beta(\Delta f_2)}{L_r(\Delta f)} \frac{E_1}{E_{10}}(f_1) \frac{E_2}{E_{20}}(f_2) \quad (8)$$

效应指数 R_2 为 1 时,即可得互调频率和在该频率下造成干扰的临界阈值.

效应的测量试验见图 1, 所得的二阶互调低频阻塞干扰敏感频带及阈值情况见图 2 和图 3.

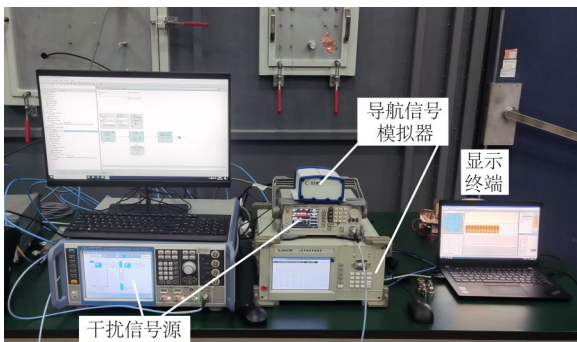
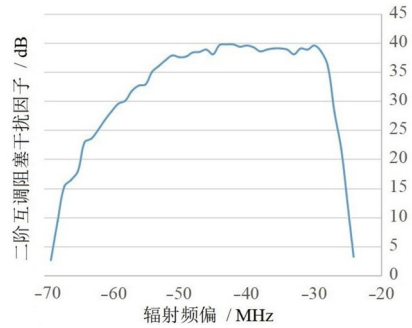
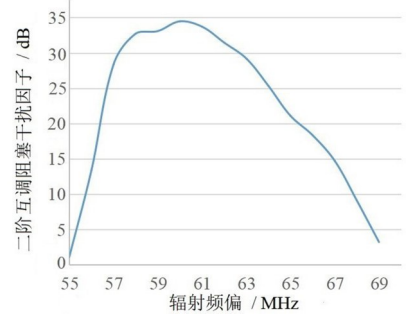


图 1 效应试验配置

图 2 横坐标为辐射频偏,表示干扰频率偏离工作频率的距离,负数表示低于工作频率,正数表示高于工作频率;纵坐标为互调阻塞干扰因子,其数值即为陷波深



(a) 低于工作频率的辐射频偏对应的干扰因子



(b) 高于工作频率的辐射频偏对应的干扰因子

图 2 二阶互调阻塞干扰因子与辐射频偏

度的指标,越高表示越敏感,即越容易产生干扰. 图 3 横坐标为辐射频差,即两个干扰信号的差值. 二阶互调低频阻塞干扰与两个干扰信号的频率差有关系,接收机只在图示的频差范围内敏感. 纵坐标轴为二阶互调低频干扰电平,即产生干扰时的场强,越低表示越敏感.

图 2 和图 3 可以清晰明确地显示出二阶低频互调干扰对导航接收机的阻塞效应,可以为陷波提供干扰频率和深度参数.

这里需要说明的是,自适应陷波之前需要设定陷

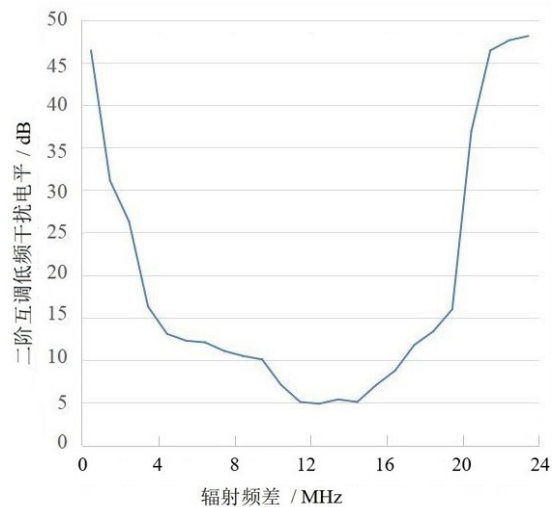


图 3 二阶互调低频干扰电平与辐射频差

波频率和深度,因此几乎所有的陷波算法都需要在之前搭配时频分析,如上文提到的 RSPWVD 技术.而在此直接将模型的干扰频率和阈值直接写入自适应算法中,不需要再进行相应的时频处理,因此可以加快陷波的响应速度.与 RSPWVD 技术作比较^[25],可以减少 1 ms 左右的响应时间.

3 多重线性卡尔曼陷波器

LKNF 在稳态下的传递函数与二阶陷波器相似,但 LKNF 与传统陷波器相比有一定的优势^[26,27]. LKNF 不仅使用估计,也使用测量值来确定干扰频率,这使得它即使在接收信号的质量很低的情况下也能有效的跟踪和滤除干扰.此外,由于 LKNF 可以通过调整卡尔曼滤波器的卡尔曼增益,以及系统模型和测量模型的噪声协方差来更新滤波器协方差,调整滤波器参数的限制更少.这些特性允许对滤波器的初始收敛性进行独立调整,并使该设置具有比传统陷波器更快的频率响应.因此, LKNF 具有更快的收敛速度、更小的初始误差和更小的最终误差.

接收到的干扰信号简单地离散化为

$$x_n = B \cos(\omega_0 n + \phi) \quad (9)$$

其中, x_n 是振幅为 B , 相位为 ϕ 的任意干扰信号, $\omega_0 = 2\pi f_0 / f_s$, f_0 为干扰频率, f_s 为采样频率, n 为离散时间序列. 基于文献[28]中的离散化卫星导航信号,需要三个信号样本来估计干扰信号的频率,其关系方程为

$$x_{n+1} + x_{n-1} = 2\cos(\omega_0) x_n \quad (10)$$

利用上述公式,将 LKNF 的状态变量设置为当前时间序列和之前时间序列中用于缓解的信号样本,利用卡尔曼滤波器估计干扰信号. LKNF 的系统模型和测量模型定义为

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{A} \mathbf{x}_n, \quad (11)$$

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{h}^T \mathbf{x}_n + \mathbf{v}_n \quad (12)$$

其中, $\mathbf{x}_n = [x_n \ x_{n-1}]^T$, \mathbf{v}_n 设置为零均值和零方差的高斯白噪声, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 2\cos(\omega_0) & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{h} = [1 \ 0]^T$.

同时,由于式(11)和(12)没有反映出干扰信号的建模误差,所以如式(13)所示,添加系统噪声 \mathbf{w}_n 来实现可以反映模型的不确定性的卡尔曼陷波形式的系统模型.在设计卡尔曼滤波器时,一般需要适当的系统噪声,以防止滤波器发散,并准确估计状态变量^[29].

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{A} \mathbf{x}_n + \mathbf{b} \mathbf{w}_n \quad (13)$$

其中, $\mathbf{b} = [1 \ 0]^T$, \mathbf{w}_n 代表噪声,如干扰信号的振幅、相位和频率,并表示在对干扰信号建模时可能发生的误差分量.本文将该系统噪声简化为均值和方差均为零的高斯白噪声.

LKNF 的时间传播形式如下:

$$\hat{\mathbf{x}}_{n+1}^- = \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}}_n^+ \quad (14)$$

$$\mathbf{P}_{n+1}^- = \mathbf{A} \mathbf{P}_n^+ \mathbf{A}^T + q_n \mathbf{b} \mathbf{b}^T \quad (15)$$

其中, $\hat{\mathbf{x}}_n^+ = E\{\mathbf{x}_n | y_n, \dots, y_1\}$, 表示后验估计状态, $\mathbf{P}_{n+1}^- = E\{(\mathbf{x}_{n+1} - \hat{\mathbf{x}}_{n+1}^-)^2\}$ 为先验误差协方差.

LKNF 的卡尔曼增益如下:

$$\mathbf{K}_n = \frac{\mathbf{P}_n^- \mathbf{h}}{\mathbf{h}^T \mathbf{P}_n^- \mathbf{h} + r_n} \quad (16)$$

测量过程如下:

$$\hat{\mathbf{x}}_n^+ = \hat{\mathbf{x}}_n^- + \mathbf{K}_n [\mathbf{y}_n - \mathbf{h}^T \hat{\mathbf{x}}_n^-] \quad (17)$$

$$\mathbf{P}_n^+ = \mathbf{P}_n^- - \mathbf{K}_n \mathbf{h}^T \mathbf{P}_n^- \quad (18)$$

LKNF 估计的干扰信号可以表示为如下:

$$\hat{\mathbf{v}}_n = \mathbf{y}_n - \mathbf{h}^T \hat{\mathbf{x}}_n^- \quad (19)$$

为了分析 LKNF 在频域的特性,将稳态时的后验卡尔曼估计状态表示为

$$\hat{\mathbf{x}}_n^+ = (\mathbf{I} - \bar{\mathbf{K}}_n \mathbf{h}^T) \mathbf{A}_n \hat{\mathbf{x}}_{n-1}^+ + \bar{\mathbf{K}}_n \mathbf{y}_n \quad (20)$$

卡尔曼增益在稳态时收敛到一个常值,其值为

$$\bar{\mathbf{K}}_n = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\tilde{p}}{\tilde{p}+1} \\ \frac{2\tilde{p} \cos(\omega_0)}{(\tilde{p}+1)(\tilde{p}+2)} \end{bmatrix} \quad (21)$$

其中, $\tilde{p} = p_1 / r_1$, p_1 是稳态误差协方差 \mathbf{P}_n 第一个分量 ($p_1 = \mathbf{P}_n(1, 1)$). 对稳态下的后验估计状态进行 z 变换:

$$\mathbf{H}(z) = \begin{bmatrix} H_1(z) \\ H_2(z) \end{bmatrix} = \frac{\hat{\mathbf{X}}_n^+(z)}{Y(z)} = \frac{\bar{\mathbf{K}}_n}{\mathbf{I} - (\mathbf{I} - \bar{\mathbf{K}}_n \mathbf{h}^T) \mathbf{A}_n z^{-1}} \quad (22)$$

本文只考虑 $\mathbf{H}(z)$ 的第一项,因为只需要关注 LKNF 在当前时间序列下的输入信号和输出信号之间的关系. LKNF 的输入和输出值之间的传递函数表示为

$$\begin{aligned} G(z) &= \frac{Y(z) - \hat{X}_{1,n}^+(z)}{Y(z)} \\ &= 1 - H_1(z) \\ &= \alpha \frac{1 - 2\cos(\omega_0)z^{-1} + z^{-2}}{1 - \cos(\omega_0)\left(\frac{4\alpha}{\alpha+1}\right)z^{-1} + \alpha z^{-2}} \end{aligned} \quad (23)$$

其中, $\alpha = 1/(\tilde{p}+1)$. \tilde{p} 属于常量参数,可以从稳态分析中得到,这个参数与测量噪声方差 r_n 和过程噪声方差有关.陷波滤波器的滤波参数的变化与 \tilde{p} 有关.根据分析结果^[29], \tilde{p} 值小,则其零极点图的单位圆内的共轭极点几乎是在同一轴上的两个零值.因此,在陷波频率和采样频率陷波滤波器的陷波深度变浅,陷波带宽变窄.与此相反,当 \tilde{p} 变大时,极点接近复平面的原点.因此,随着陷波的深度加深,陷波带宽变宽.因此,在 LKNF 中适当选择 \tilde{p} 来确定滤波器的性能是至关重要的,因为干扰信号频率的抵消性能是由陷波滤波器的陷波形状决

定的。

传统的陷波器根据消除多个干扰信号的个数采用级联滤波器结构来消除多个干扰频率,而 MLKNF 是通过在系统模型中增加状态变量来消除多个频率的。在多重干扰情况下,动态方程和测量方程可以表示为

$$\begin{aligned} x_{n+1}^1 + x_{n-1}^1 &= 2\cos(w_1)x_n^1 + w_n^1 \\ x_{n+1}^2 + x_{n-1}^2 &= 2\cos(w_2)x_n^2 + w_n^2 \\ &\dots \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} x_{n+1}^N + x_{n-1}^N &= 2\cos(w_N)x_n^N + w_n^N \\ \mathbf{y}_n &= x_n^1 + x_n^2 + \dots + x_n^N + \mathbf{v}_n \end{aligned} \quad (25)$$

进一步的,系统模型和测量模型可以扩展为

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{A}_m \mathbf{x}_n + \mathbf{b}_m w_n \quad (26)$$

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{h}_m^T \mathbf{x}_n + \mathbf{v}_n \quad (27)$$

其中, $\mathbf{x}_n = [x_n^1 \ x_{n-1}^1 \ x_n^2 \ x_{n-1}^2 \ \dots \ x_n^N \ x_{n-1}^N]^T$, N 是干扰信号的个数。剩余的待定矩阵和向量定义为

$$\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} 2\cos(w_1) & -1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2\cos(w_2) & -1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 2\cos(w_1) & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\mathbf{b}_m = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$\mathbf{h}_m = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 1 \ 0]^T \quad (30)$$

其中, \mathbf{A}_m 和 \mathbf{b}_m 的维度都是 $2N \times 2N$, \mathbf{h}_m 为 $2N \times 1$ 。

为了去除多个频率,在 LKNF 的系统模型中增加了与某个单频相关的状态变量,将 LKNF 扩展为 MLKNF。MLKNF 的频率响应特性与 LKNF 相同。因此,在分析单频响应特性时,只考虑对角线分量,其余分量设为 0。最后,陷波零点可以以线性组合的形式独立形成,即使它们被扩展成倍数,以去除特定的频率成分。

如果确定干扰频率与采样频率之间的陷波频率比,MLKNF 的唯一可调参数就是信噪比。该参数可以通过信号的信噪变化来调整,从而自动调整 $\tilde{\rho}$, 来决定陷波深度和宽度。基于此,在算法中添加了一种自适应逻辑,根据互调干扰预测模型中的敏感频带和阈值,通过调节来调整 $\tilde{\rho}$, 使陷波后的干扰强度在模型的敏感阈值之下,并使工作频率在 -3 dB 截止频带之外,达到自适应陷波的目的。利用信噪变化调整陷波深度的自适

逻辑基于自适应卡尔曼滤波的 Q 因子自适应方法,该方法在滤波过程中通过改变系统噪声协方差来调整卡尔曼增益。在先验误差和协方差的更新过程中,缩放参数 λ 会不断更替,而在滤波器更新中,随着测量条件的变化,调整噪声方差:

$$\mathbf{P}_{n+1}^- = \mathbf{A}\mathbf{P}_n^+ \mathbf{A}^T + \lambda q_n \mathbf{b}\mathbf{b}^T \quad (31)$$

缩放参数 λ 计算公式如下:

$$\lambda = \max\left(\frac{\hat{C}_n - \mathbf{h}^T \mathbf{A}\mathbf{P}_{n-1}^+ \mathbf{A}^T \mathbf{h} - r_n}{\mathbf{h}^T q_{n-1} \mathbf{b}\mathbf{b}^T \mathbf{h}}, T_\lambda\right) \quad (32)$$

\hat{C}_n 为方差的平均值,可以通过下式计算:

$$\hat{C}_n = \frac{1}{L} \sum_{n=k-L+1}^k \hat{\mathbf{v}}_n \hat{\mathbf{v}}_n^T \quad (33)$$

其中, L 为窗口大小,为设计参数。阈值 T_λ 的设置需要满足 $\hat{C}_n - \mathbf{h}^T \mathbf{A}\mathbf{P}_{n-1}^+ \mathbf{A}^T \mathbf{h} - r_n \geq 0$ 条件,随着 λ 的增大,过程噪声 q_n 增大,协方差 \mathbf{P}_{n+1}^- 增大。MLKNF 的陷波零点由 $\tilde{\rho}$ 决定,这与稳态时的协方差值有关,如式(21)所示。常量 $\tilde{\rho}$ 会随着 \mathbf{P} 的增加而增加,这会使得 MLKNF 中陷波宽度和深度的增加。因此,可以通过干扰预测模型自适应改变 q_{n-1} 来改变陷波状态,从而有效地使 MLKNF 消除干扰。

在上述 MLKNF 算法基础上加入自适应逻辑,将其改进为自适应多重线性卡尔曼陷波(Adaptive Multiple Mlinear Kalman Notch Filter, AMLKNF)。自适应条件如下:(1)如果出现了图 2 中所示的敏感频率,则根据其干扰因子设置陷波深度,自动形成陷波并滤除;(2)因为不论二阶还是三阶以上的互调干扰,都是由两个以上干扰信号互调产生,所以只需要消除其中一个干扰信号,即可消除互调干扰,基于此,为了降低陷波损耗,只消除一组干扰信号中的一个;(3)由图 3 的二阶互调低频干扰电平可得,只有频差在 1~23 MHz 内的才会产生明显的二阶互调低频阻塞干扰,因此超出 23 MHz 之外的二阶互调干扰信号也可不必考虑,如此也可节约陷波资源,减少信号损耗。

4 仿真分析

最后通过 MATLAB® 仿真验证方法的性能。仿真使用的 GPS(Global Positioning System)数据来自北斗星通的卫星导航信号模拟器,并添加了利用式(9)、式(10)所示的干扰信号组成混合信号。干扰信号的类型为单频连续波干扰(Continuous Wave Interference, CWI)和多频 CWI。接收到的 GPS 信号的功率设置为 -130 dBm,噪声下限设置为 -114 dB/MHz。在仿真结果中,利用纯工作信号和陷波后的混合信号的差值计算均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE),这种误差代表了信号损耗。需要注意的是,数字陷波器主要有两种,无限脉冲响应陷波器(Infinite Impulse Response Notch Filter,

IIRNF) 和有限脉冲响应陷波器 (Finite Impulse Response, FIRNF). 对于多频陷波所需要的高阶陷波器而言, 不考虑相位非线性时, IIRNF 要优于 FIRNF. 因此, 仿真只将传统的 IIR 作为比较对象.

首先, 检验 LKNF 的误差. 在 GPS 工作信号中加入干扰信号, 将混合信号输入 LKNF 和传统的 IIR 陷波滤波器, 计算两者陷波后与工作信号的 RMSE.

如表 1 所示, LKNF 算法的频率估计 RMSE 低于 IIR 陷波器. LKNF 有更小的误差和损耗, 去除性能优于传统 IIR 陷波滤波器. 这是由于传统的 IIR 陷波器直接使用测量值, 在测量值丢失的地方没有适当地去除干扰信号的频率, 从而造成较大的误差. 相比之下, 由于 LKNF 可以利用系统模型传播状态变量, 如果没有输入测量值, LKNF 只需预测状态变量而不必更新测量值就可以估计干扰信号的频率, 因此, LKNF 的误差更小.

表 1 单频 CWI 的 RMSE 结果 (无量纲)

RMSE	
IIR NF	LKNF
0.120 4	0.050 9

接着, 测试 MLKNF 和改进的 AMLKNF 的去除多频 CWI 的能力. 由于多频的情况比较复杂, 不同频率组合和数量时结果差距较大. 为此, 保持各干扰均为 40 dB, 设计了以下几组对照实验.

- 1 组: -30 MHz 和 59 MHz 频偏的双频干扰.
- 2 组: -40 MHz 和 -30 MHz 频偏的双频干扰.
- 3 组: -40 MHz、-30 MHz 和 59 MHz 频偏的三频干扰.
- 4 组: -40 MHz、-30 MHz 和 59 MHz、67 MHz 频偏的四频干扰.

结果如表 2 所示.

表 2 多频 CWI 的 RMSE 结果 (无量纲)

对照实验	RMSE	
	MLKNF	AMLKNF
1 组	0.072 6	0.000 0
2 组	0.072 5	0.049 4
3 组	0.091 3	0.049 6
4 组	0.108 5	0.065 2
平均	0.086 2	0.414 8

从相差比较小的第二组来看, 加入自适应逻辑改进后, RMSE 降低了 30%. 而从平均 RMSE 来看, 降低了 50%. 这是因为针对二阶互调低频阻塞干扰, AMLKNF

并不需要去除所有干扰, 这也就大幅降低了信号损耗, 典型的如第一组造成不了二阶互调低频阻塞干扰, 也就没有陷波. 同时, 由于干扰模型可以直接且精准的提供干扰信号的阈值大小, 因此在陷波时可以更加灵敏的设计出合适的陷波深度, 降低了损耗, 如第 4 组的 AMLKNF 和第 1、2 组的 MLKNF, 虽然同样是去除 2 个频率, 但是前者 RMSE 更小.

然后, 测试不同参数 $\tilde{\rho}$ 时的陷波状态. 图 4 为不同 $\tilde{\rho}$ 值所对应的 AMLKNF 陷波状态.

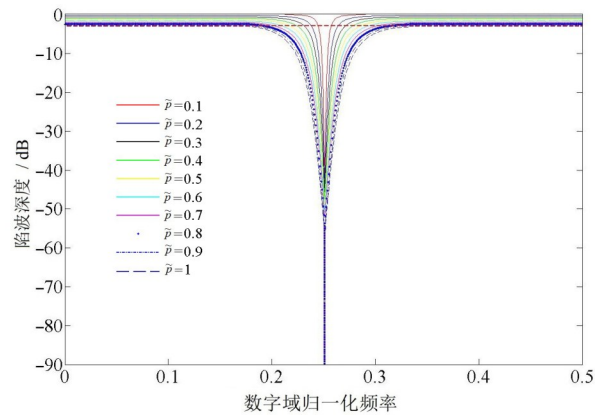


图 4 不同 $\tilde{\rho}$ 值的 AMLKNF 陷波状态

图 5 为不同 $\tilde{\rho}$ 和不同采样频率条件下, 陷波 -3 dB 截止通带带宽. 由图 4 和图 5 可见, $\tilde{\rho}$ 越大, 则陷波越宽, 零点越深, -3 dB 截止带宽越宽, 而损耗也越大. 而采样频率和损耗成反比. 因此, 可以通过自适应调整 $\tilde{\rho}$ 和适当提高采样频率来降低损耗.

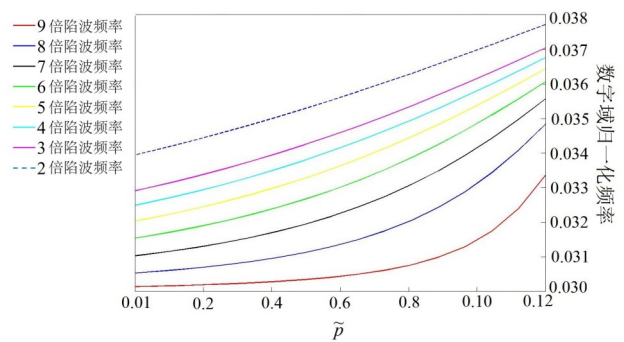


图 5 不同参数的陷波 -3 dB 截止带宽

5 仿真实验

算法流程如下:

- (1) 对照图 2 至图 3 的二阶互调低频阻塞干扰模型, 将干扰信号参数和自适应逻辑条件编辑入算法;
- (2) 生成 GPS 工作信号和干扰信号, 组合成混合信号输入算法;
- (3) 根据干扰预测模型, AMLKNF 自适应调节陷波

零点、宽度和深度. 并执行自适应逻辑: 一对互调频率只需去除其中的一个; 且频差在 23 MHz 内的互调频率才需考虑.

(4) 最后, 分析原工作信号和陷波后的混合信号的结果. 并采取交叉模糊函数的验证方法^[30], 对陷波后的 GPS 信号进行检验.

图 6 和图 7 为陷波前后, 信号的交叉模糊度. 需要说明的是, Z 轴为模糊度数值, 无量纲, 而码相位是以样本为单位. 交叉模糊度表示直接信号和反射信号之间互相关的功率谱密度分布比. 它依赖于输入信号相互之间的时延和频移, 是跟踪、检测目标, 实现定位和识别的主要信息. 其波峰一般代表目标, 周围较低的部分代表噪声.

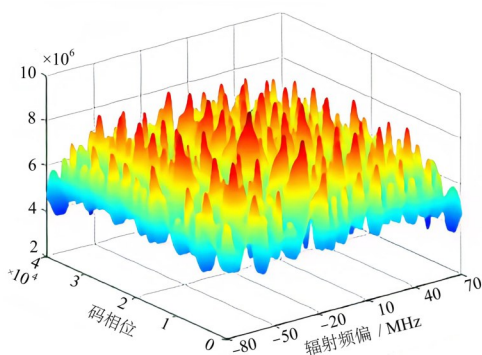


图 6 陷波前信号的交叉模糊度

如图 6 所示, 陷波前, 交叉模糊度函数会被干扰信号破坏, 这些干扰成分掩盖了有用的导航信号. 而经过陷波后, 干扰被消除, 导航信号得以突显, 如图 7 中出现的波峰. 图 7 与图 6 相比, 噪声平面降低了 263%, 证明了该算法的有效性.

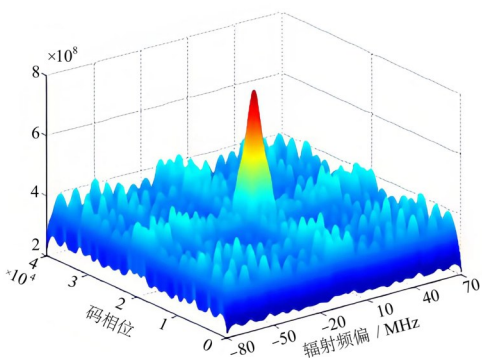


图 7 陷波后信号的交叉模糊度

最后, 用陷波后的信号完成导航, 计算伪距. 图 8 为伪距误差, 在正常范围内. 至此, 完成仿真验证.

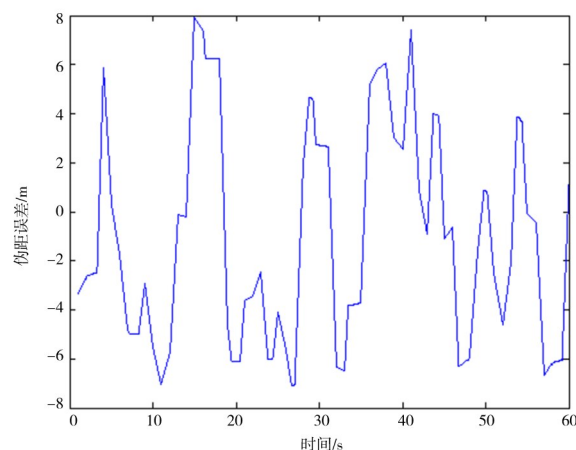


图 8 伪距误差

6 结论

提出了一种基于设备电磁环境效应模型和 AMLKNF 的二阶互调低频阻塞干扰抑制方法, 用于在互调之前消除多个互调干扰信号源, 解决了二阶互调产生的低频带内干扰的问题. 并利用 MATLAB[®] 和 GNSS 信号进行了仿真验证. 利用前期基于设备的电磁环境效应建立的干扰预测模型作为 AMLKNF 的陷波参考, 在 AMLKNF 中设计了一种自适应逻辑, 根据模型来调整陷波频率、深度和策略. 仿真结果表明, 该算法能将多频二阶互调低频阻塞干扰降低至少 40 dB. 但需要注意的是, 此算法会受到两种情况的限制: (1) AMLKNF 算法对采样频率的要求较高, 如果要降低损耗, 就必须使采样频率足够高, 这也限制了此方法的应用; (2) 此算法依赖于基于电磁环境效应的干扰预测模型, 在增加其他类型的干扰模型后, 可以不止于仅仅针对二阶互调低频阻塞干扰. 但是仍需要在前期先对设备进行电磁环境效应试验, 需要花费一定的时间精力建立模型.

参考文献

- [1] JIANG J, LI T J, MA X F, et al. A nonlinear equivalent circuit method for analysis of passive intermodulation of mesh reflectors[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2014, 27(4): 924-929.
- [2] BAI H, CUI W Z. Simulation of PIM generated on the mesh reflector[C]//2015 European Microwave Conference (EuMC). Piscataway: IEEE, 2015: 602-605.
- [3] ANDERSON R E, CAHILL S P, DELAHANTY D L. Differences in the type and sequence order of self-defense behaviors during a high-risk victimization scenario: Impact of prior sexual victimization[J]. Psychology of Violence, 2018, 8(3): 339-348.
- [4] ZHAO P, ZHANG X P, YANG D C. Analysis of passive

intermodulation generated by broadband signals[J]. *Electronics Letters*, 2016, 52(7): 564-566.

- [5] 潘晓东, 魏光辉, 万浩江, 等. 用频装备带内双频窄谱电磁辐射阻塞干扰效应预测模型[J]. *电波科学学报*, 2020, 35(3): 377-385.

PAN X D, WEI G H, WAN H J, et al. Prediction model of blocking interference effects for electronic equipment under the condition of the dual-frequency narrow spectrum in-band electromagnetic radiation[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2020, 35(3): 377-385. (in Chinese)

- [6] 王雅平, 魏光辉, 李伟, 等. 接收机带内双频阻塞干扰机理建模与验证[J]. *北京理工大学学报*, 2018, 38(7): 709-714.

WANG Y P, WEI G H, LI W, et al. Mechanism modeling and verification of receiver with in-band dual-frequency blocking jamming[J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2018, 38(7): 709-714. (in Chinese)

- [7] MIAO X Q, TIAN L. Digital cancellation scheme and hardware implementation for high-order passive intermodulation interference based on Hammerstein model[J]. *China Communications*, 2019, 16(9): 165-176.

- [8] MAALI M, KILİÇ M, AYDIN A C. Experimental behaviour of bolted connections with stiffeners[J]. *Steel Construction*, 2019, 12(2): 105-113.

- [9] TIAN L, HAN H C, CAO W H, et al. Adaptive suppression of passive intermodulation in digital satellite transceivers[J]. *Chinese Journal of Aeronautics*, 2017, 30(3): 1154-1160.

- [10] HENRIE J, CHRISTIANSON A, CHAPPELL W J. Cancellation of passive intermodulation distortion in microwave networks[C]//2008 38th European Microwave Conference. Piscataway: IEEE, 2008: 1153-1156.

- [11] LEDERER C, HUEMER M. Simplified complex LMS algorithm for the cancellation of second-order TX intermodulation distortions in homodyne receivers[C]//2011 Conference Record of the Forty Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR). Pacific Grove: IEEE, 2011: 533-537.

- [12] GERZAGUET R, ROS L, BELVÈZE F, et al. Performance of a digital transmitter leakage LMS-based cancellation algorithm for multi-standard radio-frequency transceivers[J]. *Digital Signal Processing*, 2016, 51: 35-46.

- [13] KEEHR E A, HAJIMIRI A. Successive regeneration and adaptive cancellation of higher order intermodulation products in RF receivers[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2011, 59(5): 1379-1396.

- [14] OU J, TIAN L, LIU J C, et al. Passive intermodulation interference suppression through sparse discrete fractional Fourier transform[J]. *Journal of Physics: Conference Series*, 2018, 1060: 012002.

- [15] MIAO X Q, TIAN L. Digital cancellation scheme and hardware implementation for high-order passive intermodulation interference based on Hammerstein model[J]. *China Communications*, 2019, 16(9): 165-176.

- [16] JANG B, IM S, KIM C, et al. Third-order passive intermodulation distortion cancellation using a cubic Volterra filter for wireless relay systems[J]. *Nonlinear Theory and Its Applications, IEICE*, 2020, 11(2): 224-231.

- [17] LIU X J, ZHANG D L, WANG W Y, et al. Adaptive charge-compensation-based variable on-time control to improve input current distortion for CRM boost PFC converter[J]. *Energies*, 2022, 15(11): 4021.

- [18] LU Z K, LI Z R, NI S J, et al. The difference analysis on the effect of third-order intermodulation between single antenna and antenna arrays anti-jamming[C]//China Satellite Navigation Conference. Singapore: Springer, 2018: 175-187.

- [19] PAIREDER T, MOTZ C, SADJINA S, et al. A robust mixed-signal cancellation approach for even-order intermodulation distortions in LTE-A/5G-transceivers[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2021, 68(3): 923-927.

- [20] 魏光辉, 郑建拥, 赵宏泽, 等. 用频设备二阶互调低阻阻塞效应建模评估方法[J]. *北京理工大学学报*, 2021, 41(10): 1095-1102.

WEI G H, ZHENG J Y, ZHAO H Z, et al. Modeling and evaluating method of second-order intermodulation LF blocking effect for spectrum-dependent equipment[J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2021, 41(10): 1095-1102. (in Chinese)

- [21] YUAN J, DURRA A AL, EL-SAADANY E. Adaptive digital notch filter based on online grid impedance estimation for grid-tied LCL filter systems[J]. *Electric Power Systems Research*, 2019, 172: 183-192.

- [22] ZHANG J N, SU Q X, TANG B, et al. DPSNet: Multi-task learning using geometry reasoning for scene depth and semantics[J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2021, 34529576: 1-12.

- [23] WARMERDAM G J J, VULLINGS R, SCHMITT L, et al. A fixed-lag Kalman smoother to filter power line interference in electrocardiogram recordings[J]. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 2017, 64(8): 1852-1861.

- [24] LAGERBLAD U, WENTZEL H, KULACHENKO A. Study of a fixed-lag Kalman smoother for input and state estimation in vibrating structures[J]. *Inverse Problems in Science and Engineering*, 2021, 29(9): 1260-1281.
- [25] KIM S Y, KANG C, PARK C G. Multiple frequency tracking and mitigation based on RSPWVD and adaptive multiple linear Kalman Notch filter[J]. *International Journal of Control Automation and Systems*, 2020, 18(5): 1139-1149.
- [26] GOLESTAN S, GUERRERO J M, VASQUEZ J C. Steady-state linear Kalman filter-based PLLs for power applications: A second look[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(12): 9795-9800.
- [27] KANG C H, KIM S Y, PARK C G. Global navigation satellite system interference tracking and mitigation based on an adaptive fading Kalman filter[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2015, 9(8): 1030-1039.
- [28] RIGATOS G. Control and disturbances compensation in underactuated robotic systems using the derivative-free nonlinear Kalman filter[J]. *Robotica*, 2017, 35(3): 687-711.
- [29] KUDINTSEVA I G, NICKOLAENKO A P, RYCROFT M J, et al. AC and DC global electric circuit properties and the height profile of atmospheric conductivity[J]. *Annals of Geophysics*, 2016, 59(5): A0545.
- [30] MUNOZ-MARTIN J F, MIGUELEZ N, CASTELLA R, et al. 3Cat-4: Combined GNSS-R, L-band radiometer with RFI mitigation, and AIS receiver for a I-unit cubesat based on software defined radio[C]//2018 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Piscataway: IEEE, 2018: 1063-1066.



魏光辉 男,1964年出生,教授主要研究方向为静电与电磁防护技术、电磁环境效应试验评估技术。

E-mail: wei-guanghui@sohu.com

作者简介



郑建拥 男,1994年5月出生于河北省石家庄市,博士研究生. 主要研究方向为电磁防护理论与技术。

E-mail: 597921795@qq.com