

射频干扰对消技术对通信系统收发影响及设计方案优化研究

王永杰 霍金鹏 邱少峰
三维通信股份有限公司 浙江 杭州 310012

摘要: 在现代化社会背景下, 通信系统发展迅速, 射频干扰现象愈发频繁, 导致接收机性能下降, 因此需借助射频干扰对消技术抑制干扰问题。基于此, 本文首先阐述了射频干扰对消技术对通信系统接收性能的影响, 并结合通信系统集成干扰问题展开射频干扰对消系统设计方案的探析, 旨在明确射频干扰对消技术在通信系统集成中的效果, 抑制干扰, 提高通信系统集成效果。

关键词: 通信系统; 集成; 射频干扰对消

引言: 通信系统在集成过程中将受到诸多信号的干扰, 为完善通信系统集成性能, 应全面提高硬件、软件的抗干扰能力, 面临逐渐复杂的无线通信系统, 需针对干扰问题进行处理, 运用射频干扰对消技术, 缓解因设备小型化、系统频段拥堵、频谱资源紧张引发的干扰问题, 防止信号混叠, 降低接收设备噪音干扰, 在滤波技术基础上实现干扰抑制。

1 射频干扰对消技术对通信系统接收性能的影响

1.1 接收机灵敏度

射频干扰对消技术主要应用在存在载波干扰、同频随机电机干扰两类干扰信号的通信接收机内, m 是 $[f_1, f_2]$ 频率范围内的最小信噪比, 此时无线接收机的射频前端灵敏度为:

$$S_{il} = \frac{m}{G} \int_{f_1}^{f_2} N_0(f) df \quad (1)$$

式(1)中, S_{il} - 射频前端灵敏度(代指接收系统信号接收效果); m - 最小信噪比(S/N); G - 线功能增益; $[f_1, f_2]$ - 频率范围; $N_0(f)$ - 接收系统噪声源贡献。当通信系统接收机存在自干扰(发射泄漏)现象时, 自干扰对通信系统信号接收效果造成影响, 此时自干扰为接收机接收噪声的来源之一, 因此计算最小信噪比 S/N 时, 应将自干扰造成的噪声干扰考虑在内。为保障信号接收效果, 通信系统接收机通常运用各类方式抑制干扰成分, 而射频干扰对消为最常用手段之一。载波干扰主要表现为邻频干扰, 在传递过程中将被中频/基带的滤波手段所抑制, 干扰载波电平较低, 射频干扰对消技术的抑制效果较好[1]。

射频前端、信号处理机、后级接收电路为通信系统接收机的主要结构, 设定信号处理机所允许的最小 S/N 为 m , 此时收发机灵敏度为:

$$S_i = \frac{m}{G} \int_{f_1}^{f_2} N_r(f) df \quad (2)$$

$$N_r(f) = N_0(f) + N_{int}(f) + N_a(f) / G$$

式(2)中, $N_r(f)$ 为接收机射频前端噪声的单边 PSD, 由 $N_0(f)$ 、 $N_{int}(f)$ 、 $N_a(f)$ 三部分构成, $N_0(f)$ 为电路模块所产生的噪音贡献; $N_{int}(f)$ 为接收机自干扰所产生的噪声直接贡献; $N_a(f)$ 为天线噪声的单边 PSD。由于在通信系统接收机内, 后级接收电路为小信号工作状态, 后级接收电路所产生的噪音贡献较小, 因此在式(2)计算收发机灵敏度时, 并未考虑该部分噪音贡献数值。

1.2 接收噪声贡献

通信系统接收机射频前端由下变频链路、干扰对消电路构成, 其中下变频链路下变频器瞬间频率为 f_c , 射频前端功率增益为 G , 在通信系统正常运作中, 输入信号主要由干扰信号、有用信号、天线噪声构成, 分别表示为 $x_i(t)$ 、 $x_s(t)$ 、 $n_a(t)$, 干扰对消电路参考微信号为 $x_{ref}(t)$, 同时还包括热噪声 $n_{ref}(t)$, 其中热噪声 $n_{ref}(t)$ 由发射信号干扰源提取, 经滤波器处理后, 热噪声 $n_{ref}(t)$ 出现显著衰减现象, 在计算通信系统噪声干扰时可将其忽略。若接收机存在自干扰现象, 无论射频干扰信号是否被对消, 其灵敏度均根据式(2)计算, 若未采用射频干扰对消技术抑制干扰信号, 则接收机自干扰所产生的噪声直接贡献 $N_{int}(f)$ 将被其他方式抑制, 而残留干扰信号则为射频前端单边 PSD, 此时电路模块所产生的噪音 $N_0(f)$ 主要由放大变频链路、射频对消电路贡献。

图1为通信系统接收机灵敏度分析图, 部分噪声跟随对消信号进入接收机接收链路中, 而该部分噪声则可看作由对消电路引发的噪声贡献, 记作 $n_c(t)$, 而 $n_c(t)$ 具有可调滤波网络产生的额外噪声与 $x_r(t)$ 参考信号被滤波处理后的射频噪声两个来源。

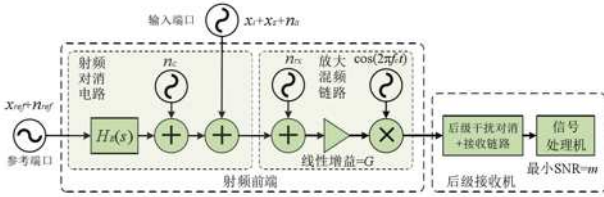


图 1 通信系统接收机灵敏度分析图

通信系统接收机射频前端中的放大混频链路可产生部分额外噪声，并在线路传递中转化为输入端额外噪声 $n_x(t)$ ，经射频干扰对消技术线性转化后， $x_i(t)$ 与 $x_r(t)$ 对消，当 $n_x(t)$ 、 $n_c(t)$ 在接收机链路中实现噪声叠加后，记作 $N_x(f)$ 、 $N_c(f)$ ， $N_x(f)$ 为 $n_x(t)$ 的单边密度， $N_c(f)$ 为 $n_c(t)$ 的单边密度，此时电路模块所产生的噪音 $N_0(f)$ 可表示为：

$$N_0(f) = G[N_x(f - f_c) + N_c(f - f_c)] \quad (3)$$

式 (3) 中， $N_0(f)$ 为电路模块所产生的噪音；G 为线功能增益； $N_x(f - f_c)$ 为经对消后的 $n_x(t)$ 单边密度； $N_c(f - f_c)$ 为经对消后的 $N_c(f)$ 单边密度。

1.3 对消收发系统

根据通信系统干扰信号类型可将对消系统分为载波干扰对消与同频干扰对消两类对消收发系统。载波干扰功率较高，载波干扰对消系统应具备较强的灵敏度，而载波干扰表现为邻频干扰，经射频对消后可将干扰载波、噪声干扰抑制为较低水平。射频对消系统抑制载波干扰后，接收器放大混频链路将处于小信号状态，可忽略不计，此时接收机灵敏度由式 (2) 表述，由于载波调制所产生的噪声十分微弱，因此可调滤波器的残余噪声 $n_c(t)$ 为主要干扰成分，忽略微弱噪声贡献后，可将 $N_c(f)$ 表示为：

$$N_c(f) = S_c(f - f_r) / 2 \quad (4)$$

式 (4) 中为可调滤波器的归一残余噪声双边 PSD； f_r 为参考载波瞬时频率，将式 (4) 处理后可将式 (2) 近似表述为：

$$S_i \approx \frac{m}{2} \int_{f_1}^{f_2} S_c(f - f_r + f_c) df \quad (5)$$

满足 $f_r - f_c \neq 0$ 关系时，则通信系统接收机设备为超外差架构，满足 $f_r - f_c = 0$ 关系时，则通信系统接收机设备为零中频架构，此时 $S_c(f)$ 于低频偏范围内较高，且随着频偏的降低而升高，而在通信系统中， $[f_1, f_2]$ 临近

$f_r - f_c$ ，因此可运用式 (5) 较为可观的描述出噪声积分量。

经上述载波干扰对消的分析后，可得出接收机受到的载波干扰主要包括射频前端的噪声，信噪比被恶化，此外当接收机处于增益压缩或饱和状态时，同样会产生载波干扰，而载波射频干扰对消可缓解通信系统接收机增益压缩效果，抑制载波干扰，同时还可缓解接收链路残余噪声。当载波干扰被对消系统抑制后，可调滤波器所产生的残余噪声将成为较低噪声载波干扰的主要部分。

在同频干扰对消系统中，干扰信号带宽较窄，可将其视为同频窄带随机信号，可运用射频干扰对消技术将该干扰信号抑制至较低水平。当同频窄带随机干扰信号被抑制后，接收机放大变频链路处于小信号状态，此时所产生的残余噪声微弱，当可调滤波器被同频窄带随机信号干扰后，产生的三阶交调产物为随机信号，其信号能力多位于带内，为降低三阶交调产物，可调滤波器需具备较强线性度^[2]。可调滤波器的残余噪声仍为 $n_c(t)$ 的主要部分，经过对消与控制后，对通信系统接收噪声 $N_r(f)$ 产生影响，成为干扰通信系统接收机信号接收效果的主要因素。同频随机干扰受信号频谱叠加影响较大，射频干扰对消技术可改善接收机灵敏度，抑制同频随机干扰，当干扰信号被抑制后，可调滤波器残余噪声为限制灵敏度的关键指标，当干扰信号为同频窄带随机信号时，可调滤波器残余噪声影响较大，需耗费较大电路代价进行抑制，而该部分则成为同频干扰对消系统设计的主要瓶颈，应根据系统具体应用情况进行详细解析。

2 射频干扰对消系统设计方案分析

2.1 改进型 RPC 电路架构

传统化反射功率对消器 (RPC) 电路使用传输型矢量调制器，在馈通支路中产生对消信号，达到射频干扰对消效果，但经典 RPC 电路较为复杂，在通信系统中将占用较大电路空间，不利于对消技术在通信系统集成中的应用，且阻碍了接收机小型化、低成本的发展。为保障对消效果，提高通信系统性能，应在现有典型电路基础上提出改进优化方案，以反射型矢量调制器为基础设计反射功率对消器，降低矢量调制器相位不平衡度及幅度，以此实现最小模拟均方 (ALMS) 的环路控制。在改进型 RPC 电路架构中，运用平衡式调制器、定向耦合器设置 RPC 环路，其中平衡式调制器位于定向耦合器端口处，耦合发射信号，而平衡式调制器可分离接收信号、发射信号，当信号被耦合后需被平衡式调制器调制，经处理后产生干扰对消信号，在此结构中，仅采用了平衡式调制器、定向耦合器，并未在电路中引入独立馈通电路，因此电路复杂程度极大降低，实现了 RPC 电路优化改进。

2.2 RPC 环路参数及控制

实用型 RPC 电路应具备较强的干扰信号对消效果，需

根据通信系统集成所需对消要求设定 RPC 电路基础指标, 以 LFM CW 雷达 RPC 环路为例, 其中信号带宽、扫频周期分别设置为 B 、 T , 而扫频斜率 () 为 BT , 即 $\alpha = B$, 设定载波干扰信号的传输延时为 τ_{lmax} , 将在最小探测距离下的传输延时为 τ_{smin} , 以 τ_{smin} 、 τ_{lmax} 为载漏测拍差频率, 具体可表示为:

$$\begin{aligned} f_{lmax} &= \alpha_{lmax} = B\tau_{lmax} / T, \\ f_{smin} &= \alpha_{smin} = B\tau_{smin} / T \end{aligned} \quad (6)$$

为确保效果稳定, 可设置较低环路传递函数阶数, 控制带外抑制斜率, 而通信系统 RPC 应对其存在抑制效果, 此时应保障 RPC 环路带宽 f_{lbw} 大于 f_{lmax} , 同时为确保 RPC 环路对有用信号无干扰, 此时环路带宽 f_{lbw} 需低于 f_{smin} , 可获得以下关系:

$$f_{lmax} < f_{lbw} < f_{smin} \quad (7)$$

除确保干扰对消效果稳定性外, 应限制环路收敛时间, 通常情况下运用上升时间代指线性系统收敛速度, 设上升时间为 t_τ , 当线性系统输出由初始值转为稳态值时, 输出值变化量从 10% 总变化量转化为 90% 总变化量, 此时 t_τ 与 RPC 环路带宽 f_{lbw} 间的关系可近似表示为:

$$t_\tau \approx 1 / f_{lbw} \quad (8)$$

当扫频斜率变化或扫频周期开始时, 为实现 RPC 环路的快速收敛, 确保 RPC 环路在扫频周期内处于稳态, 若在不改变环路参数情况下, 应使 RPC 环路上升时间 t_τ 低于扫频周期 T , 则可表示为:

$$f_{lbw} = 1 / t_\tau > 1 / T \quad (9)$$

而上述式 (8)、式 (9) 成立的标准为:

$$B\tau_{smin} > 1 \quad (10)$$

式 (10) 的关系在较宽扫频带宽的雷达系统中普遍成立, 而在部分探测距离过近、较窄扫频带宽的情况下, 式 (10) 中的关系难以成立, 此时满足式 (7) 中的关系, 但无法满足式 (9) 中的关系, 为确保射频干扰对消效果, 应借助特定手段调整 RPC 环路收敛速度。为缓解此现象, 实现 RPC 环路快速收敛, 当扫频斜率变化或扫频周期即将开始时, 可先行调整 RPC 环路带宽, 快速收敛 RPC 环路, 并对 RPC 环路参数进行控制, 调整稳态设计值, 此方式可实现快速优化, 结合射频干扰对消技术来看, 上述方式多应用在锁相环反馈控制电路中, 通过调整滤波器带宽或增益实现参数调整, 而滤波器运转时的频率较低, 传递函数的调整较为便捷, 同时还可通过模拟电路切换参数, 通过控制系统参数确保通信系统集成中的射频干扰对消技术效果^[3]。

结束语: 综上所述, 在通信系统集成过程中, 干扰问题严重阻碍了其性能的发挥, 而射频干扰对消技术可对干扰问题进行抑制, 保障接收机灵敏度, 缓解噪音干扰, 为保障射频干扰对消技术切实发挥效果, 可结合对消系统展开效果优化, 以反射功率对消器 (RPC) 为核心, 精细化开展设计分析, 考察 RPC 性能, 将 RPC 环路与射频干扰对消联合起来, 进一步提高对消系统性能效果。

参考文献:

- [1] 杨宏昊. 射频干扰对消技术在通信系统集成 [J]. 信息记录材料, 2020, 21(09): 212-213.
- [2] 韩秀友, 苏鑫鑫, 付双林等. 光子射频干扰对消技术研究进展 [J]. 空间电子技术, 2020, 17(04): 27-38.
- [3] 藺雪洁, 王正伟, 洪成等. 射频模拟对消技术研究 [J]. 微波学报, 2020, 36(S1): 373-375.

作者简介: 王永杰 (1980.10-), 男, 汉族, 河南郑州人, 大专, 供职于三维通信股份有限公司, 研究方向: 射频干扰对消技术、通信系统集成。