

基于衰减量调节的 VHF/UHF 频段发射机 互调发射抑制比测量方法

何洪涛,耿利飞,范秋虎,李玉旗

(中国洛阳电子装备试验中心,河南洛阳 471003)

摘要: 设计了以可调衰减器和定向耦合器为核心器件的发射机互调发射电平测量链路,建立了定向耦合器各端口的互调发射信号模型,分析了互调发射信号功率随可调衰减器衰减量变化的规律.依据理论分析结果,研究了干扰信号源的一次反射互调信号功率、被测发射机二次反射互调信号功率和互调信号耦合功率等误差项的消除方法,设计了基于可调衰减器衰减量调节的、适用不同互调发射类型的互调发射抑制比测量流程.对实际电台的测量结果表明,测量结果与理论分析结论完全一致,验证了本文提出的互调发射抑制比衰减量调节测量方法合理性和准确性.

关键词: 互调发射;互调发射抑制比;可调衰减器;误差项消除方法;测量流程

中图分类号: TN 8 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)12-2896-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.12.011

The Intermodulation Attenuation Ratio Measuring Method for VHF/UHF Band Transmitters Base on Attenuation Adjusting

HE Hong-tao, GENG Li-fei, FAN Qiu-hu, LI Yu-qi

(Luoyang Electronic Equipment Test Center of China, Luoyang, Henan 471003, China)

Abstract: The measurement for transmitter inter-modulation (IM) is developed, taking a directional coupler and an adjustable attenuator as core equipment. The IM signal models at each port of the directional coupler are established; and the regularity of how the IM signal level at coupler ports change with the attenuation of the adjustable attenuator is analyzed. According to theoretical analysis, the paper investigates methods for elimination of several error factors, like the first-order reflected IM signal from the interference signal source, and the second-order reflected IM signal from the transmitter under test and coupling signal power; and then gives the detail measurement procedures relies on the attenuation adjustment of attenuator. A practical measurement of a broadcasting station indicates that using the proposed method, a very good agreement of measurement and theoretical analysis can be achieved, which validates the rationality and accuracy of proposed method.

Key words: transmitter intermodulation; intermodulation attenuation ratio; adjustable attenuator; error items cancelling methods; IM measuring method procedure

1 引言

发射机的互调发射(IM)是由于发射机末级功率放大器包含非线性元器件,当同时存在多个信号时,这些信号间由于相互调制而产生增生信号^[1,2].当发射机距离较近,如一个基站或一个军用平台上通常有多部发射机,发射机互调易于发生,若没有准确掌握发射机的互调特性,则同一区域内的其它无线电设备就存在被干扰的潜在风险.

发射机对互调发射的抑制能力用互调发射抑制比来表征,文献[1]和文献[2]对互调发射抑制比进行了定义,均定义为在规定的测量条件下,互调发射产物相较于发射机调谐信号的衰减量.从工程应用角度,除互调发射频率为 $nf_i - f_j$ (f_i 为发射机的调谐信号频率, f_j 为干扰信号频率, n 为正整数)的互调发射类型外,上述两文献的测量数据均不便于应用,为此,文献[3]提出了便于工程应用的适用于不同类型的互调发射抑制比定义.

在发射机互调研究中,人们更多地关注发射机互调危害的分析预测^[4-6],以及对此类干扰的抑制或削弱的技术方法^[7-10],而对发射机互调测量方法的研究相对较少.文献[1]和文献[2]均提供了一种以衰减器和定向耦合器为核心器件的测量方法,但由于规定了测量链路的衰减量,信号测量的动态范围受到限制;文献[2]还提供了一种以衰减器和环形器为核心器件的测量方法,但受限于环形器带宽.文献[1]和文献[2]均规定用于频率为 $2f_i - f_j$ 的互调发射测量,当用于其它类型的互调发射测量时,由于未考虑互调发射信号在链路中的反射和信号间相互耦合的影响,将存在较大的误差.文献[3]综合了这两种测量方法的优势,提出了一种以环形器、可调衰减器和定向耦合器为核心器件的测量方法,并提出了互调发射信号的链路反射误差的消除措施,可用于多种类型的互调发射测量,但仍未考虑各类信号相互耦合的影响,同时该方法需对环形器进行大量的标定工作,难以实现自动化测量.

针对上述方法存在的问题,本文以文献[1]的测量方法为参考,设计了测量链路,研究了互调发射测量数据随被测发射机与干扰信号源间链路衰减量变化的规律,提出了通过调节测量链路衰减量以实现互调发射抑制比的精确测量方法.实实验证结果表明,这种方法可操作性较好,能够准确测量多种类型的互调发射抑制比,易于实现自动化测量.

2 发射机互调发射的理论分析

通常情况下,进入受扰发射机的干扰信号功率低于受扰发射机的基波发射功率,此时可作如下合理假设^[3]:

(1) 发射机工作状态基本不变;

(2) 产生发射机互调的非线性效应由发射机末级功率放大电路产生.

在此假设条件下,受扰发射机处于弱非线性状态,这种弱非线性可用多项式模型进行精确描述^[11-16],式(1)为用多项式模型表示的发射机射频功率放大器的输入输出特性:

$$v_o(t) = k_1 v_i(t) + k_2 v_i^2(t) + k_3 v_i^3(t) + \dots \quad (1)$$

当同时存在频率分别为 f_i 和 f_j 的两个信号时, $v_i(t)$ 可表示为:

$$v_i(t) = A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) + A_j \cos(\omega_j t + \varphi_j) \quad (2)$$

代入式(1),可得 $N(N = |m| + |n|, m$ 和 n 为非零整数)阶互调信号为:

$$v_{oc}(t) = A_{oc} \cos(2\pi f_c' t + \varphi_c) = A_{oc} \cos(\omega_c' t + \varphi_c) \\ = a_c A_i^{|m|} A_j^{|n|} \cos[(m\omega_i + n\omega_j) + m\varphi_i + n\varphi_j] \quad (3)$$

式中: m 和 n 定义为 f_i 和 f_j 的频率变换系数; A_{oc} 为互调

信号的幅度, $A_{oc} = a_c A_i^{|m|} A_j^{|n|}$; f_c' 和 ω_c' 分别为未取绝对值的互调频率和角频率, $\omega_c' = m\omega_i + n\omega_j$; a_c 为 N 阶互调产物的电压互调系数.

将式(3)转换为以功率表示.根据欧姆定律,互调频率为 $f_c = |f_c'|$ 的互调发射信号功率 P_c 为:

$$P_c = \frac{A_{oc}^2}{2R_0} = a_c^2 (2R_0)^{|m|+|n|-1} P_i^{|m|} P_j^{|n|} = A_c P_i^{|m|} P_j^{|n|} \quad (4)$$

式中: P_i 为频率 f_i 的信号功率, $P_i = A_i^2/(2R_0)$; P_j 为频率 f_j 的信号功率, $P_j = A_j^2/(2R_0)$; A_c 为功率互调系数, $A_c = a_c^2 (2R_0)^{|m|+|n|-1}$.

将式(4)以分贝值表示:

$$P_{c,dB}(f_c) = A_{c,dB} + |m|P_{i,dB} + |n|P_{j,dB} \quad (5)$$

根据文献[3]的互调发射抑制比定义,可得互调发射抑制比 IM_{dB} 为:

$$IM_{dB} = |n|P_{j,dB} - P_{c,dB}(f_c) = -A_{c,dB} - |m|P_{i,dB} \quad (6)$$

该定义的线性值表示为:

$$IM = P_j^{|n|}/P_c = 1/(A_c P_i^{|m|}) \quad (7)$$

由式(6)和式(7)可见,文献[3]定义的互调发射抑制比只与发射机的自身物理特性有关.当通过测量获取了互调发射抑制比参数后,可根据干扰信号功率和互调抑制比参数方便地预测出互调发射信号电平.

3 测量链路配置及数据规律性分析

3.1 测量链路配置

本文所采用的测量链路如图1所示.

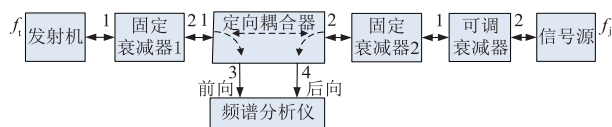


图1 互调发射抑制比测量链路框图

图1中的发射机为被测件,信号源用于产生干扰信号,图中的测量链路和文献[1]和文献[2]的测量链路的区别在于:(1)增加了可调衰减器;(2)两个固定衰减器的衰减量不是标准规定的量值,而是根据测量设备和被测件的技术条件设定,以最大可能地利用频谱分析仪和信号源的性能.

固定衰减器的衰减量的选取采用以下原则:

(1) 固定衰减器1的衰减量的选择,应保证到达频谱分析仪测量端口的输入功率低于频谱分析仪的最大有效输入功率3dB;

(2) 固定衰减器2的衰减量的选择应保证发射机的调谐信号到达信号源后的功率低于信号源的最大允许反向输入功率3dB;

(3) 两个固定衰减器的总衰减量应在满足上述两种条件下尽可能小,以保证到达发射机端口的干扰信

号功率能够使发射机产生互调发射。

3.2 参数符号规定

为便于论述,对相关物理量作如下规定:

(1)发射机的有效信号为:

$$v_i(t) = A_i \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) = A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)$$

信号源的干扰信号为:

$$v_j(t) = A_j \cos(2\pi f_j t + \varphi_j) = A_j \cos(\omega_j t + \varphi_j)$$

(2)可调衰减器的电压传输系数为 d_0 ;

(3)被测发射机在互调频率 f_c 的电压互调系数为

$$a_i, \text{功率互调系数为 } A_{ci} = a_i^2 (2R_0)^{|m|+|n|-1};$$

(4)信号源在互调频率 f_c 的电压互调系数为 a_j , 功率互调系数为 $A_{cj} = a_j^2 (2R_0)^{|m|+|n|-1}$ 。

(5)发射机射频端口在互调频率 f_c 的电压反射系数为 l_{tc} , 信号相位延迟为 φ_{tc} ;

(6)信号源射频端口在互调频率 f_c 的电压反射系数为 l_{jc} , 信号相位延迟为 φ_{jc} 。

对测量链路的传输系数及相位延迟进行如表 1 所示的规定。

表 1 链路电压传输系数及相位延迟符号定义表

序号	频率	发射机与信号源间		发射机与定向耦合器 1 端口间		发射机与定向耦合器 1 端口间		信号源与定向耦合器 2 端口间	
		传输系数	相位延迟	传输系数	相位延迟	传输系数	相位延迟	传输系数	相位延迟
1	f_i	l_{ij}	φ_{ij}	—	—	—	—	—	—
2	f_j	l_{ji}	φ_{ji}	—	—	—	—	—	—
3	f_c	l_{jc}	φ_{jc}	l_{tc}	φ_{tc}	l_{2c}	φ_{2c}	l_{2c}	φ_{2c}

- 注
- 1、发射机与信号源间的电压传输系数不包括可调衰减器的传输系数;
 - 2、信号源与定向耦合器 2 端口间的电压传输系数不包括可调衰减器的传输系数;
 - 3、发射机与信号源间的相位延迟包括可调衰减器的相位延迟;
 - 4、信号源与定向耦合器 2 端口间的相位延迟包括可调衰减器的相位延迟。

根据图 1 的测量链路,存在以下关系:

$$l_{jc} = l_{2c} \cdot l_{2c}; \varphi_{jc} = \varphi_{2c} \cdot \varphi_{2c} \quad (8)$$

3.3 发射机和信号源端口的互调发射信号

根据图 1,发射机和信号源各自发射的信号经测试链路的幅度衰减和相位延迟后,到达对方射频端口的信号分别为 $v_{ij}(t)$ 和 $v_{ji}(t)$,如图 2 所示。

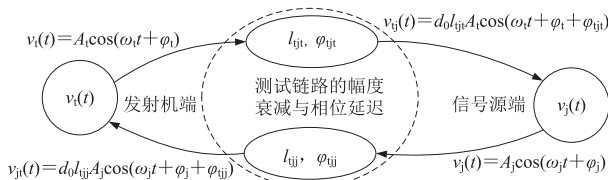


图2 发射机和信号源的信号流图

根据式(3),互调频率为 $\omega'_c = m\omega_i + n\omega_j$ 的发射机和信号源的互调发射信号 $v_{ii}(t)$ 和 $v_{jj}(t)$ 分别为:

$$v_{ii}(t) = d_0^{1n} A_{i0} \cos(\omega'_c t + \varphi_{ii}) \quad (9a)$$

$$v_{jj}(t) = d_0^{1m} A_{j0} \cos(\omega'_c t + \varphi_{jj}) \quad (9b)$$

式中, A_{i0} 为 $d_0 = 1$ 时 $v_{ii}(t)$ 的幅度, $A_{i0} = a_i l_{ij}^{1n} A_i^{1m} A_j^{1n}$; A_{j0} 为 $d_0 = 1$ 时 $v_{jj}(t)$ 的幅度, $A_{j0} = a_j l_{ji}^{1m} A_i^{1m} A_j^{1n}$; φ_{ii} 为 $v_{ii}(t)$ 的相位, $\varphi_{ii} = m\varphi_i + n(\varphi_j + \varphi_{ij})$; φ_{jj} 为 $v_{jj}(t)$ 的相位, $\varphi_{jj} = m(\varphi_i + \varphi_{ij}) + n\varphi_j$ 。

相应地,根据式(4),当 $d_0 = 1$ 时,发射机和信号源的互调发射信号功率 P_{i0} 和 P_{j0} 分别为:

$$P_{i0} = A_{ci}^2 l_{ij}^{2|n|} P_i^{1m} P_j^{1n}; P_{j0} = A_{cj}^2 l_{ji}^{2|m|} P_i^{1m} P_j^{1n} \quad (10)$$

3.4 定向耦合器测量值模型

3.4.1 定向耦合器 3 端口的测量值模型

到达定向耦合器 1 端口、频率为 f_c 的各信号流图如图 3 所示。

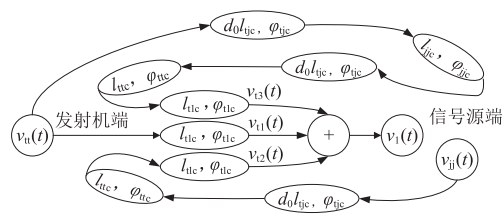


图3 到达定向耦合器1端口、频率为 f_c 的信号流图

由图 3 可见,定向耦合器 1 端口的频率为 f_c 的信号由三部分构成:(1)发射机的互调发射信号 $v_{ii}(t)$;(2)信号源的互调发射信号 $v_{jj}(t)$ 经发射机端口反射后的信号,简称为信号源一次反射互调信号 $v_{22}(t)$;(3)发射机的互调发射信号 $v_{ii}(t)$ 经信号源端口的反射,再经发射机端口反射后的信号,简称为发射机的二次反射互调信号 $v_{33}(t)$ 。

根据图 3,可分别得到上述三个信号为:

$$v_{ii}(t) = d_0^{1n} l_{tc} A_{i0} \cos(\omega'_c t + \varphi_{ii}) \quad (11a)$$

$$v_{22}(t) = d_0^{1m+1} l_{jc} l_{tc} l_{tc} A_{j0} \cos(\omega'_c t + \varphi_{22}) \quad (11b)$$

$$v_{33}(t) = d_0^{1n+2} l_{jc}^2 l_{tc} l_{tc} A_{i0} \cos(\omega'_c t + \varphi_{33}) \quad (11c)$$

式中, $\varphi_{t1} = \varphi_{t1} + \varphi_{t1c}$;

$$\varphi_{t2} = \varphi_{j1} + \varphi_{j1c} + \varphi_{t1c};$$

$$\varphi_{t3} = \varphi_{t1} + 2\varphi_{j1c} + \varphi_{t1c} + \varphi_{j1c} + \varphi_{t1c}.$$

则定向耦合器 1 端口的合成信号为:

$$v_1(t) = v_{t1}(t) + v_{t2}(t) + v_{t3}(t) = A_1 \cos(\omega_c t + \varphi_1) \quad (12)$$

式中, A_1 为合成振幅, φ_1 为合成相位. 其中:

$$\begin{aligned} A_1^2 = & d_0^{2|n|} l_{t1c}^2 A_{t10}^2 + d_0^{2|m|+2} l_{j1c}^2 l_{t1c}^2 A_{j10}^2 \\ & + d_0^{2|n|+4} l_{j1c}^4 l_{j1c}^2 l_{t1c}^2 A_{t10}^2 \\ & + 2k_{t1} d_0^{1|m|+|n|+1} l_{j1c} l_{t1c} l_{t1c}^2 A_{t10} A_{j10} \\ & + 2k_{t2} d_0^{2|n|+2} l_{j1c}^2 l_{t1c} l_{j1c}^2 A_{t10}^2 \\ & + 2k_{t3} d_0^{1|m|+|n|+3} l_{j1c}^3 l_{t1c} l_{j1c}^2 A_{t10} A_{j10} \end{aligned} \quad (13)$$

式中, k_{t1} 、 k_{t2} 和 k_{t3} 为相位因子, 其中:

$$k_{t1} = \cos(\varphi_{t1} - \varphi_{t2}) = \cos(n\varphi_{j1} - m\varphi_{j1} - \varphi_{j1c}) \quad (14)$$

式(13)以功率形式表示, 则为:

$$\begin{aligned} P_1 = & d_0^{2|n|} l_{t1c}^2 (1 + d_0^{4|n|} l_{j1c}^4 l_{t1c}^2 l_{j1c}^2 + 2k_{t2} d_0^2 l_{j1c}^2 l_{t1c} l_{j1c}^2) P_{t10} \\ & + d_0^{2|m|+2} l_{j1c}^2 l_{t1c}^2 P_{j10} \\ & + 2d_0^{1|m|+|n|+1} l_{j1c} l_{t1c} l_{t1c}^2 (k_{t1} + k_{t3} d_0^2 l_{j1c}^2 l_{t1c} l_{j1c}^2) P_{tj0} \end{aligned} \quad (15)$$

式中, P_{tj0} 为 $d_0 = 1$ 时被测发射机与干扰信号源的互调发射信号的耦合项, 根据式(9), 有:

$$P_{tj0} = \frac{A_{t10} A_{j10}}{2R_0} = \frac{a_j l_{j1}^m l_{t1}^{-|n|}}{a_t} P_{t10} \quad (16)$$

定向耦合器 3 端口的信号功率 P_3 与 1 端口的信号功率 P_1 之间的关系为:

$$P_3 = C_{13} P_1 \quad (17)$$

式中, C_{13} 为定向耦合器 3 端口与 1 端口的功率耦合系数.

3.4.2 定向耦合器 4 端口的测量值模型

与定向耦合器 1 端口的信号功率构成相对称, 定向耦合器 2 端口的频率为 f_c 的信号功率也由三部分构成: (1) 信号源的互调发射信号; (2) 发射机的互调发射信号 $v_{t1}(t)$ 经信号源射频端口反射后的信号, 简称为发射机的一次反射互调信号; (3) 信号源的互调发射信号 $v_{j1}(t)$ 经发射机的端口反射, 再经信号源的端口反射后的信号, 简称为信号源的二次反射互调信号.

按照 3.4.1 节的分析方法, 可得定向耦合器 2 端口的信号功率为:

$$\begin{aligned} P_2 = & d_0^{2|m|+2} l_{j2c}^2 (1 + d_0^{4|n|} l_{t2c}^4 l_{j2c}^2 l_{t2c}^2 + 2k_{j2} d_0^2 l_{t2c}^2 l_{j2c} l_{t2c}^2) P_{j20} \\ & + d_0^{2|n|+4} l_{t2c}^4 l_{j2c}^2 P_{t20} \\ & + 2d_0^{1|m|+|n|+3} l_{t2c} l_{j2c} l_{j2c}^2 (k_{j1} + k_{j3} d_0^2 l_{t2c}^2 l_{j2c} l_{t2c}^2) P_{tj0} \end{aligned} \quad (18)$$

式中, k_{j1} 、 k_{j2} 和 k_{j3} 与式(13)中的 k_{t1} 、 k_{t2} 和 k_{t3} 相似, 均为信号在链路传输过程中的相位因子.

定向耦合器 4 端口的信号功率 P_4 与 2 端口的信号功率 P_2 之间的关系为:

$$P_4 = C_{24} P_2 \quad (19)$$

式中, C_{24} 为定向耦合器 4 端口与 2 端口的功率耦合系数.

3.5 定向耦合器 3 端口测量数据随 d_0 的变化规律分析

测量数据随 d_0 的变化规律取决于 $|m|$ 和 $|n|$, $|m|$ 和 $|n|$ 决定了测量数据是否能够作为互调发射电平测量值. 为便于分析, 对式(15)进行变换, 得:

$$\begin{aligned} P_d = & \frac{P_1}{d_0^{2|n|} l_{t1c}^2} = \frac{P_3}{C_{13} d_0^{2|n|} l_{t1c}^2} \\ = & (1 + d_0^4 l_{j1c}^4 l_{t1c}^2 l_{j1c}^2 + 2k_{t2} d_0^2 l_{j1c}^2 l_{t1c} l_{j1c}^2) P_{t10} \\ & + d_0^{2|m|+2} l_{j1c}^2 l_{t1c}^2 P_{j10} \\ & + 2d_0^{1|m|+|n|+1} l_{j1c} l_{t1c} (k_{t1} + k_{t3} d_0^2 l_{j1c}^2 l_{t1c} l_{j1c}^2) P_{tj0} \end{aligned} \quad (20)$$

3.5.1 $|n| \leq |m|$

根据式(20), 由于 $|m| - |n| + 1 \geq 1$, $d_0 \rightarrow 0$ 时, $P_d \rightarrow P_{t10}$. 因此, 在实际测量中, 若定向耦合器 3 端口的测量值随着可调衰减器衰减量的增加趋于一稳定值时, 则该稳定值即为发射机在 $d_0 = 1$ (可调衰减器的衰减量为 0dB) 时的互调发射电平 P_{t10} , 利用该值可计算出被测发射机的 IM₁.

3.5.2 $|n| = |m| + 1$

式(20)可简化为:

$$\begin{aligned} P_d = & (1 + d_0^4 l_{j1c}^4 l_{t1c}^2 l_{j1c}^2 + 2k_{t2} d_0^2 l_{j1c}^2 l_{t1c} l_{j1c}^2) P_{t10} + l_{j1c}^2 l_{t1c}^2 P_{j10} \\ & + 2l_{j1c} l_{t1c} (k_{t1} + k_{t3} d_0^2 l_{j1c}^2 l_{t1c} l_{j1c}^2) P_{tj0} \end{aligned} \quad (21)$$

式(21)中, $d_0 \rightarrow 0$ 时, $P_d \rightarrow P_{t10} + l_{j1c}^2 l_{t1c}^2 P_{j10} + 2k_{t1} l_{j1c} l_{t1c} P_{tj0}$. 因此, 在实际测量中, 若随着可调衰减器衰减量的增加, 定向耦合器 3 端口的测量值能够达到一稳定值, 则该稳定值中包含了发射机互调发射信号功率分量、信号源的一次反射信号功率分量, 以及这两个信号的耦合功率分量.

3.5.3 $|n| > |m| + 1$

按照 3.5.1 和 3.5.2 的分析方法, 可以证明根据测量数据无法得到发射机的互调发射电平.

4 测量数据处理方法

式(20)的计算值包含了端口反射互调发射功率分量(信号源的一次反射互调发射功率分量和发射机的二次反射互调信号功率分量)和信号耦合功率分量, 这些分量的存在可能带来以下问题: (1) 对于 $|n| \leq |m|$ 来说, 可能使得式(20)的收敛速度慢, 难以在频谱分析仪动态范围内收敛于稳定值; (2) 对于 $|n| = |m| + 1$ 来说, 会给测量值带来误差. 为解决这些问题, 本文提出了端口反射互调发射功率分量和信号耦合功率分量的消除方法.

4.1 端口反射互调发射功率分量消除方法

消除方法的基本思路是将定向耦合器 3 端口和 4 端口的测量数据均等效为被测发射机端口的发射数

据,然后进行对消。

观察式(15)~(19),可计算差值 P_e :

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{d_0^{2|m|}} \left(\frac{P_3}{C_{13} l_{tc}^2} - \frac{l_{tc}^2 l_{jc}^2 P_4}{C_{24} l_{jc}^2} \right) \\ &= (1 + 2k_{12} d_0^2 l_{tc}^2 l_{jc}^2) P_{i0} \\ &\quad - d_0^{2|m|-2} l_{tc}^{2|m|+4} l_{jc}^3 l_{jjc} (d_0^2 l_{tc}^2 l_{jc}^2 l_{jjc} + 2k_{j2}) P_{jj0} \\ &\quad + 2d_0^{2|m|-1} l_{tc}^{2|m|+1} l_{jc} l_{ttc} [k_{t1} - d_0^2 l_{tc}^2 l_{jc}^2 l_{jjc} (k_{j1} - k_{j3}) \\ &\quad - k_{j3} d_0^4 l_{tc}^4 l_{jc}^2 l_{jjc}^2] P_{jj0} \end{aligned} \quad (22)$$

由式(22)可见,计算结果中消除了端口反射互调发射功率分量。对于 $|n| \leq |m|$ 来说,保持了 P_e 最终收敛于 P_{i0} 的性质;对于 $|n| = |m| + 1$ 来说,当 $d_0 \rightarrow 0$ 时, $P_e \rightarrow P_{i0} + 2k_{t1} l_{tc} l_{jc} P_{jj0}$, 消除了一个误差项。

4.2 信号耦合项分量的消除方法

观察式(22),当 $|n| < |m|$ 时,式(22)中各误差项均以幂次 $p \geq 2$ 的 d_0^p 的速度衰减,可以忽略;当 $|n| = |m|$ 时,包含 k_{t1} 的耦合项以 d_0 的速度衰减,衰减速度低于其它各衰减项;当 $|n| = |m| + 1$ 时,稳定值中只包含 k_{t1} 的耦合项。因此,只需考虑 $|n| = |m|$ 和 $|n| = |m| + 1$ 情况下对包含 k_{t1} 的耦合项的消除方法。

令 $\Delta_e = 2k_{t1} l_{tc} l_{jc} P_{jj0}$, 由式(14)和(16), Δ_e 可写为:

$$\begin{aligned} \Delta_e &= 2 \frac{a_j}{a_t} k_{t1} l_{tc} l_{jc} l_{ttc}^{1-m} l_{tj}^{1-n} P_{i0} \\ &= 2 \frac{a_j}{a_t} l_{tc} l_{jc} l_{tj}^{1-m} l_{tj}^{1-n} P_{i0} \cos(n\varphi_{tj} - m\varphi_{tj} - \varphi_{jtc}) \end{aligned} \quad (23)$$

设发射机与信号源端口间包含所有器件和线缆的链路电长度为 L (单位:m), 则有:

$$\begin{aligned} \varphi_{tj} &= \frac{2\pi L}{c} f_j, \varphi_{jt} = \frac{2\pi L}{c} f_t \\ \varphi_{tj} &= \frac{2\pi L}{c} f'_c = \frac{2\pi L}{c} (mf_t + nf_j) \end{aligned} \quad (24)$$

式中, c 为电磁波传播速度, $c = 300 \text{ m}/\mu\text{s}$; f_j , f_t 和 f_c 的单位均为 MHz。

将式(24)代入式(23), 得:

$$\Delta_e = 2 \frac{a_j}{a_t} l_{tc} l_{jc} l_{tj}^{1-m} l_{tj}^{1-n} P_{i0} \cos\left(\frac{4|m|\pi L}{c} f_t\right) \quad (25a)$$

令 $a_r = a_j/a_t$, $l_r = l_{tc} l_{jc} l_{tj}^{1-m} l_{tj}^{1-n}$, 式(25a)可简写为:

$$\Delta_e = 2a_r l_r P_{i0} \cos\left(\frac{4|m|\pi L}{c} f_t\right) \quad (25b)$$

下面对 $|n| = |m|$ 和 $|n| = |m| + 1$ 两种情况分别进行讨论。

4.2.1 $|n| = |m|$

当 $d_0 \rightarrow 0$ 时,忽略式(22)中包含幂次 $p \geq 2$ 的 d_0^p 的各误差项,根据式(22)和式(25), 有:

$$P_e \rightarrow P_{i0} + d_0 \Delta_e = \left[1 + 2d_0 a_r l_r \cos\left(\frac{4|m|\pi L}{c} f_t\right) \right] P_{i0} \quad (26)$$

若测量值在频谱分析仪动态范围内无法达到稳定值,则存在误差项 $d_0 \Delta_e$ 较大的可能,若改变电长度 L , 使 $\cos\left(\frac{4|m|\pi L}{c} f_t\right) \approx 0$, 则可有效减小误差项。

设线缆长度的变化量为 ΔL , 为使 $\frac{4|m|\pi L}{c} f_t \leq k\pi + \frac{\pi}{2}$, 则 ΔL 的取值范围为:

$$\Delta L \leq \frac{2k+1}{8|m|f_t} c \quad (k \text{ 为不小于 } 0 \text{ 的整数}) \quad (27)$$

在实际测试中,当 ΔL 选取适当时,随着可凋衰减器衰减量的增加, P_e 可快速收敛于 P_{i0} 。

4.2.2 $|n| = |m| + 1$

当 $d_0 \rightarrow 0$ 时, $P_e \rightarrow P'_e = P_{i0} + \Delta_e$ 。将式(25)代入 P'_e , 得:

$$P'_e = P_{i0} + \Delta_e = \left[1 + 2a_r l_r \cos\left(\frac{4|m|\pi L}{c} f_t\right) \right] P_{i0} \quad (28)$$

由式(28)可见,当 $a_r \ll 1$, Δ_e 的影响很小,电长度 L 的变化不会引起 P'_e 较大的变化,此时 Δ_e 可以忽略, $P'_e \approx P_{i0}$; 但当 a_t 与 a_j 相当时, a_r 的影响就不可忽略。下面进一步讨论消除误差的方法。

令 $w = 4|m|\pi f_t/c$, 对于特定的互调频率, a_r 和 w 均为恒定常数, l_r 为随电长度 L 而定的常数, 则式(28)可简写为:

$$P'_e = [1 + 2a_r l_r \cos(wL)] P_{i0} \quad (29a)$$

将定向耦合器与信号源之间的测试电缆分别增加 ΔL_1 和 ΔL_2 , 则测量链路的总电长度分别为 $L_1 = L + \Delta L_1$ 和 $L_2 = L + \Delta L_2$, 相应的 l_r 分别为 l_{r1} 和 l_{r2} , P'_e 分别为 P'_{e1} 和 P'_{e2} , 根据式(29), 有:

$$P'_{e1} = [1 + 2a_r l_{r1} \cos(wL + w\Delta L_1)] P_{i0} \quad (29b)$$

$$P'_{e2} = [1 + 2a_r l_{r2} \cos(wL + w\Delta L_2)] P_{i0} \quad (29c)$$

由式(29)、式(30)和式(31)可构成一个方程组,在该方程组中 P_{i0} 、 a_r 和 L 为未知量,其余参数均已知,因此可求出 P_{i0} 。

4.2.3 互调发射抑制比的计算

当获取了 P_{i0} , 可按照式(7)计算发射机的互调发射抑制比 IM_1 :

$$\text{IM}_1 = l_{ij}^{2|n|} P_j^{1-n} / P_{i0} \quad (30)$$

按照通常的测量习惯,将链路电压传输系数 l_{ij} 表示为功率传输系数 L_{ij} , 则 IM_1 计算模型为:

$$\text{IM}_1 = L_{ij}^{2|n|} P_j^{1-n} / P_{i0} \quad (31)$$

5 测量方法及实例验证

5.1 测量方法

根据上述的讨论结果可以看到,本文测量方法的基本思想是根据各类信号在测量链路的传播路径的不同,通过增加测量链路的衰减量,使各类非待测信号衰

减到可以忽略,从而获取发射机的互调发射电平. $|n| \leq |m|$ 情况下的测量流程如图 4 所示.

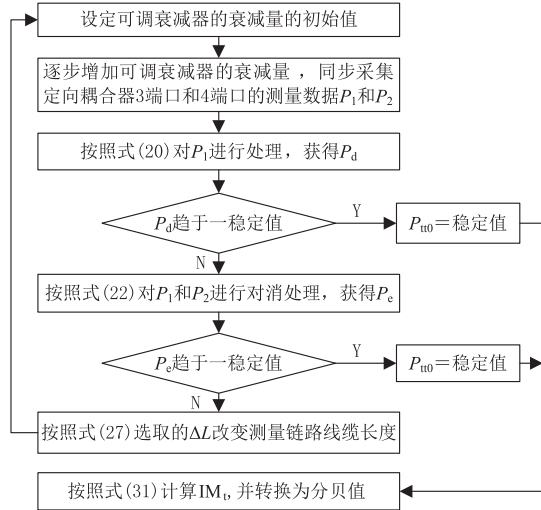


图4 $|n| \leq |m|$ 情况下互调发射抑制比测量流程图

对于 $|n| = |m| + 1$ 的情况,则取三种不同的链路电缆长度,按照图 4 的测量流程分别获取三个稳定的测量值,再按照 4.2.2 的方法计算发射机的互调发射电平.

若按上述的测量方法仍无法获得某一类型互调发射电平的稳定值,则认为在当前的测量条件下无法获取该类型互调发射电平的测量值.

5.2 实例验证

对某型电台进行测量,可测量的互调发射频率为 $f_c = |f_i \pm f_j|$, $f_c = |2f_i \pm f_j|$, $f_c = |3f_i \pm f_j|$ 和 $f_c = |2f_i \pm 2f_j|$ 和 $f_c = |2f_i \pm f_i|$. 在以下图示中,虚线表示直接利用测量数据得出的互调发射抑制比,实线表示采用式(22)的方法对处理后得出的互调发射抑制比. 根据 3.1 节测量链路配置的原则,固定衰减器 1 的衰减量为 0dB,固定衰减器 1 的衰减量为 10dB,定向耦合器耦合度为 20dB.

文献[1]规定链路总衰减量为 30dB,文献[2]规定链路总衰减量为 20dB,相当于本文方法中可调衰减器衰减量分别为 20dB 和 10dB 时的情况.

5.2.1 $|n| < |m|$

由图 5 ~ 图 8 可见,采用不同线缆长度所得到的互调发射抑制比均收敛于相同的稳定值. 将定向耦合 3 端口和 4 端口的测量数据均等效到被测发射机发射端口,3 端口的等效功率远远大于 4 端口的等效功率,且 4 端口的测量数据已达到频谱分析仪噪声电平时,3 端口仍可读取到有效数据,这说明式(22)中的随着可调衰减器衰减量的增加,各互调发射端口反射项和互调发射信号耦合项均快速衰减到可忽略的程度,因此可直接采用 3 端口的稳定值作为相应类型的互调发射抑制比.

当衰减量分别为 20dB 和 30dB 时,图 6 和图 7 均有准确测量数据,图 7 和图 8 没有测量数据,说明文献[1]和文献[2]的测量方法可准确测量 $f_c = |2f_i \pm f_j|$ 类型互调发射,但受到频谱分析仪动态范围的限制,无法对 $f_c = |3f_i \pm f_j|$ 类型的互调发射进行测量. 文献[3]的测量结果与本文的测量结果一致.

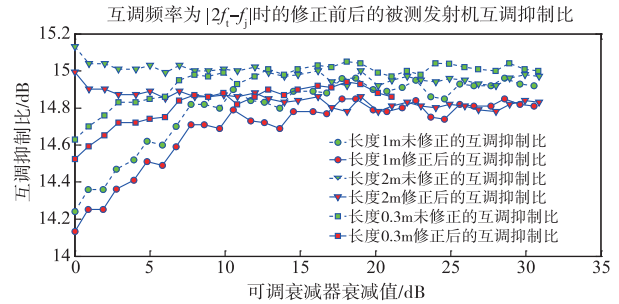


图5 $f_c = |2f_i - f_j|$ 时互调发射抑制比测量结果

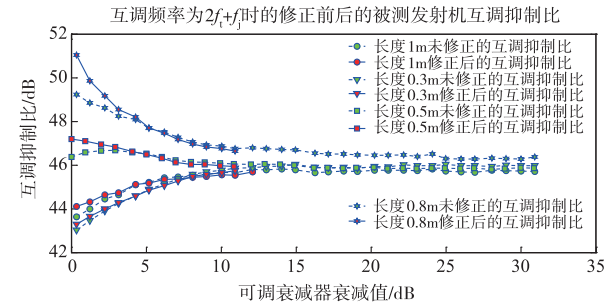


图6 $f_c = 2f_i + f_j$ 时互调发射抑制比测量结果

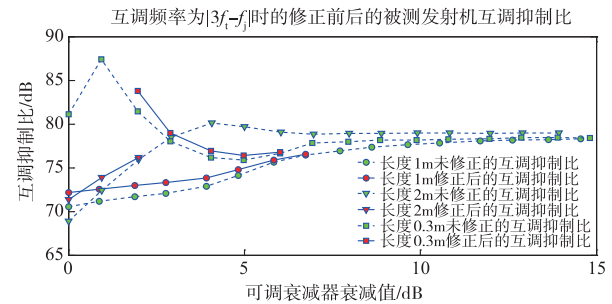


图7 $f_c = |3f_i - f_j|$ 时互调发射抑制比测量结果

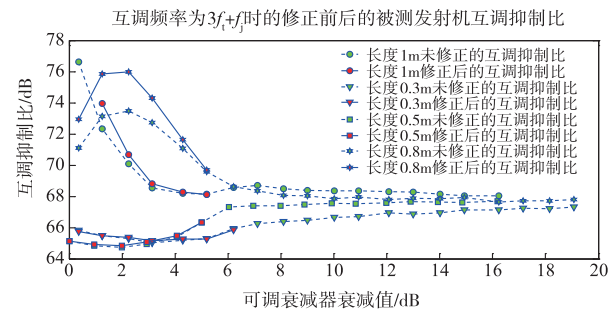


图8 $f_c = 3f_i + f_j$ 时互调发射抑制比测量结果

5.2.2 $|n| = |m|$

由图9~图12可见,互调发射抑制比收敛程度随线缆长度的不同而不同.在有些线缆长度,互调发射抑制比尚处于发散阶段,如 $f_c = 2f_i + 2f_j$ 的0.8m和1m;在有些线缆长度,虽然互调发射抑制比具有收敛趋势,但在频谱分析仪动态范围内无法达到、或无法判断达到稳定值,如 $f_c = |f_i - f_j|$ 的1m、 $f_c = 2|f_i - f_j|$ 的1m和0.8m;而在有些线缆长度,互调发射抑制比具有快速收敛特性,并达到可靠的稳定值.由此说明信号耦合项对此类互调发射抑制比的影响显著,采用4.2.1节的线缆长度调节方法能够准确地测量此类互调发射抑制比.

观察图9~图12中衰减值分别为20dB和30dB时测量数据可知,文献[1]的方法只能实现互调频率为 $f_c = |f_i - f_j|$ 的准确测量;文献[2]的方法虽然可获取频率为 $f_c = f_i + f_j$ 的测量值,但难以判断测量数据的准确性;由于没有采用线缆长度的调节方法,文献[3]能否获取准确的测量值,完全取决于所选用的电缆长度.

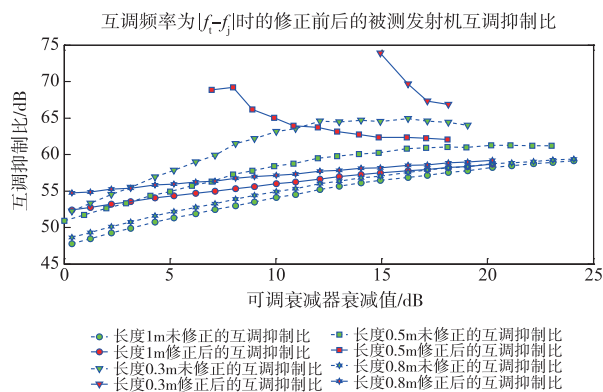


图9 $f_c = |f_i - f_j|$ 时互调发射抑制比测量结果

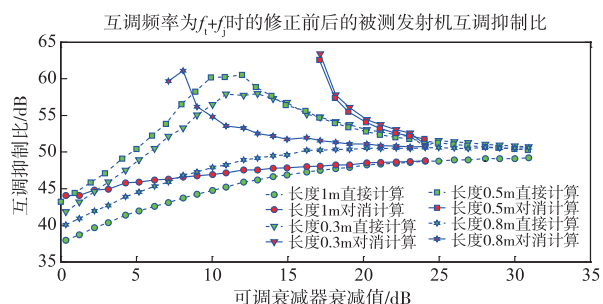


图10 $f_c = f_i + f_j$ 时互调发射抑制比测量结果

5.2.3 $|n| = |m| + 1$

对比图13和图14中的实线和虚线.对于频率为 $f_c = |2f_j - f_i|$ 的互调发射类型,直接采用测量数据与采用式(22)进行修正后数据所得到的互调发射抑制比相差甚微,这是因为:(1)信号源对相应类型的互调发射抑制特性较好;(2) f_c 与 f_i 的偏差较小,大量的能量被发射机射频滤波器吸收(实测反射损耗为-8.7dB).对于

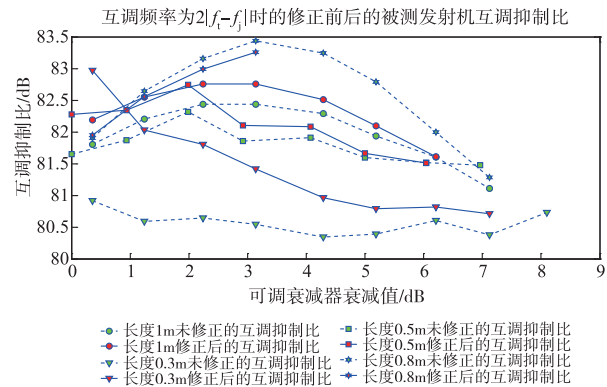


图11 $f_c = 2|f_i - f_j|$ 时互调发射抑制比测量结果

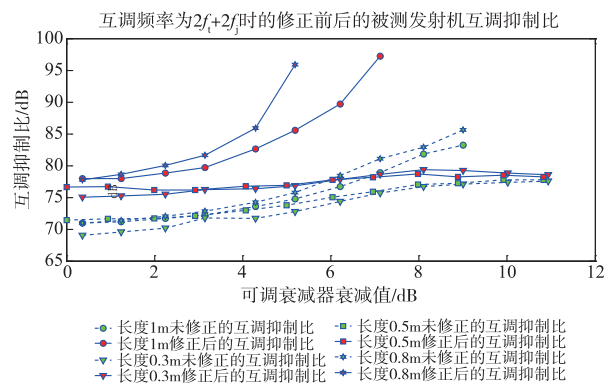


图12 $f_c = 2f_i + 2f_j$ 时互调发射抑制比测量结果

$f_c = 2f_j + f_i$ 的互调发射类型,两种处理方法的互调发射抑制比相差约10dB,这是因为由于 f_c 远离 f_i ,在发射机射频滤波器端口基本形成全反射(实测反射损耗仅为-1.1dB),因此直接采用测量数据计算得出的互调抑制比存在非常大的误差,采用式(22)进行修正后的结果才是准确可信的.

对比图13和图14中不同线缆长度的测量结果,趋于稳定后的各测量值相差甚微,原因在于信号源的互调发射抑制特性较好,互调发射信号耦合项可忽略,与4.2.2节的分析结论相一致.

文献[1~3]均可实现频率为 $f_c = |2f_j - f_i|$ 的准确测量.对于 $f_c = 2f_j + f_i$ 的互调发射类型,由于受到频谱

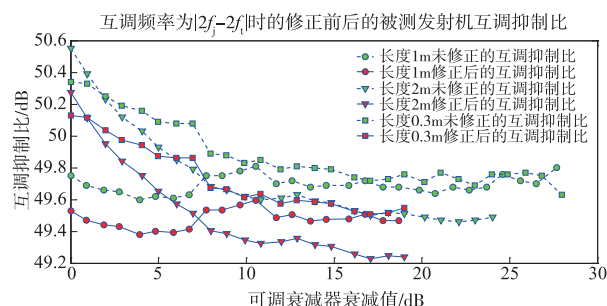


图13 $f_c = |2f_j - f_i|$ 时互调发射抑制比测量结果

分析仪动态范围的限制,文献[1]无法获取测量数据;文献[2]直接将测量数据作为测量结果,将存在约 10dB 的测量误差;文献[3]的测量结果与本文的测量结果一致。

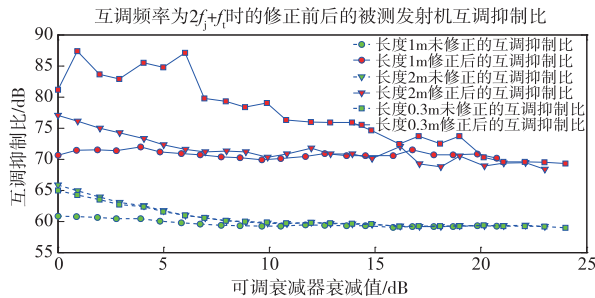


图14 $f_c=2f_i+f_j$ 时互调发射抑制比测量结果

6 结论

本文设计了以可调衰减器和定向耦合器为核心器件的发射机互调发射测量链路,建立了基于衰减量调节的互调发射抑制比测量方法,并以某型电台为实验对象,对 $f_c = |f_i \pm f_j|$, $f_c = |2f_i \pm f_j|$, $f_c = |3f_i \pm f_j|$, $f_c = |2f_i \pm 2f_j|$ 和 $f_c = |2f_j \pm f_i|$ 等 10 种互调发射类型的互调发射抑制比进行了测量。所有测量结果均符合本文的分析结论,说明本文提出的测量方法是合理可行,测量结果准确可信。

从实例验证的测量结果可以看到,对于频率为 $f_c = |2f_i - f_j|$ 的互调发射,文献[1]和文献[2]能够获得与本文方法一致的测量结果,但对于其它类型的互调发射,或者受限于测量设备的动态范围,无法获取测量数据,或者难以判断测量结果的准确性;相较于文献[3]的方法,本文的方法增加了线缆长度调节和互耦项消除技术措施,使得测量方法更具广泛性,而且 VHF/UHF 频段的环形器的带外插入损耗随入射功率变化而变化,为获取准确的测量结果,文献[3]的方法需对不同入射功率下的插入损耗进行标定,使得测试工作量非常大,本文的方法则有效避免了这一问题。

本文提出的测量方法不适用于 $|n| > |m| + 1$ 的互调发射类型,如何对此类互调发射进行测量,还需做进一步研究。同时,在本文的测量方法中,被测发射机高电平的调谐信号与低电平的互调发射信号同时进入频谱分析仪,在某种程度上限制了互调发射信号测量的动态范围,提高测量的动态范围是本文测量方法需进一步完善的方面。

参考文献

[1] Recommendation ITU-R SM. 1446 (04/2000): Definition and measurement of intermodulation products in transmitter

using frequency, phase, or complex modulation techniques [S]

- [2] GJB 4471-2002, VHF/UHF 频段发射机互调抑制比要求和测试方法[S]
- [3] 苏东林,何洪涛,耿利飞,等. VHF/UHF 波段发射机互调发射抑制比测试方法研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(2): 224-232.
SU D L, HE H T, GENG L F, et al. Intermodulation attenuation ratio test methods for VHF/UHF band transmitters [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(2): 224-232. (in Chinese).
- [4] 张亦明. 移动通信中发射机互调干扰的数学模型[J]. 通信学报, 1990, 11(3): 72-76.
ZHANG Y M. The Mathematical models of transmitter intermodulation interferences in mobile communication [J]. Journal of China Institute Communications, 1990, 11(3): 72-76. (in Chinese).
- [5] 李胤,郑重,刘久文,等. 基于行为级建模的通信电台同址干扰预测分析[J]. 电子测量技术, 2011, 30(11): 122-126.
LI Y, ZHENG Z, LIU J W, et al. Prediction and analysis of co-site interference between radio communications based on behavioral modeling [J]. Electronic Measurement Technology, 2011, 30(11): 122-126. (in Chinese).
- [6] 杨会杰,王烟青,杨昭,等. 甚高频无线通信系统发射机互调干扰研究[J]. 通信技术, 2014, 47(8): 865-868.
YANG H J, WANG Y Q, YANG Z, et al. Study on transmitter intermodulation interference for VHF radio communication system [J]. Communications Technology, 2014, 47(8): 865-868. (in Chinese).
- [7] HAYASHI H, MURAGUCHI M. A low distortion technique for reducing transmitter intermodulation [J]. Ieice Transactions on Electronics, 1997, 80(6): 768-774.
- [8] EAKIN J. Application notes on control of base station transmitter reradiated intermodulation in the land mobile services [J]. IEEE Transactions on Vehicular Communications, 1966, 15(1): 6-12.
- [9] ABROSOV N, BG K. Third order intermodulation distortion effect on the constellation error in RF transmitter of IEEE 802. 11a WLAN system [J]. IEEE Symposium on Industrial Electronics & Application, 2011, 4(1): 223-226.
- [10] EAKIN J. Application notes on control of base station transmitter reradiated intermodulation in the land mobile services [J]. IEEE Transactions on Vehicular Communications, 1966, 15(1): 6-12.
- [11] PEDRO J C, MAAS S A. A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches [J]. IEEE Transactions on Microwave

Theory and Techniques, 2005, 53(4): 1150 - 1163.

- [12] Stephen A Maas. Nonlinear Microwave Circuits (Microwave Libaray) [M]. Norwood: Artech House, 1988. 17 - 19.
- [13] Peter B Kenington. High-Linearity RF Amplifier Design [M]. Norwood: Artech House, 2000. 61 - 74.
- [14] Joseph F White. High Frequency Techniques [M]. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2004. 455 - 460.
- [15] 刘辉. 射频功率放大器线性化技术研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2005. 20 - 24.
LIU H. Research on linearization technologies for radio frequency power amplifier [D]. Xi' an: Xidian University, 2005. 20 - 24. (in Chinese).
- [16] 华晓杰. 射频功率放大器大信号表征及频域非线性特性建模 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2008. 1 - 11.
HUA X J. Research on large signal frequency domain behavioral modeling for RF power amplifier [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2008. 1 - 11. (in Chinese).

作者简介



何洪涛 男, 1968 年 5 月出生, 河南洛阳人. 2014 年获北京航空航天大学微波与电路专业博士学位, 现为中国洛阳电子装备试验中心高级工程师. 主要从事电磁环境效应、电磁环境效应试验及评估方面的研究.
E-mail: 13526974382@163.com



耿利飞 男, 1984 年 1 月出生, 河北赞县人. 2012 年获军械工程学院武器系统与运用工程专业博士学位, 现为中国洛阳电子装备试验中心工程师. 主要从事电磁环境效应试验及评估、电磁仿真方面的研究.
E-mail: 369250810@163.com

范秋虎 男, 1979 年 8 月出生, 黑龙江密山人. 2010 年获国防科学技术大学电子信息与通信工程专业硕士学位, 现为中国洛阳电子装备试验中心工程师. 主要从事电磁环境效应、电磁环境效应试验及评估方面的研究.

李玉旗 男, 1971 年 8 月出生, 山东东明人. 1996 年获重庆大学精密仪器专业学士学位. 现为中国洛阳电子装备试验中心工程师. 主要从事电磁环境效应试验技术研究.