

## 一种行波管用毫米波射频预失真线性化器

邓海林, 张德伟, 白维达, 周东方, 张毅, 吕大龙

(解放军信息工程大学, 河南郑州 450001)

**摘要:** 射频预失真是提高功率放大器线性度的一种有效手段, 精确补偿放大器的非线性失真需保证幅度和相位补偿同时满足要求. 针对 Ka 波段行波管放大器的线性化, 提出一种新型射频预失真电路. 该电路由前置、后置电平调节模块和基于矢量合成技术的非线性信号产生模块构成. 改变两电平调节模块的增益, 可实现补偿区间的调节; 改变非线性信号产生模块中两支路的偏置电压, 可实现预失真补偿量调节及幅度/相位的独立调节. 将实际电路与配有 Ka 行波管联测, 在输出功率回退 6 dB 时, 行波管三阶互调系数提高约 11.5 dBc.

**关键词:** 行波管放大器; 射频预失真; 非线性失真; 矢量合成

**中图分类号:** TN830.6      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2017)07-1784-08

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.07.032

### A Millimeter-Wave RF Predistortion Linearizer for Travelling Wave Tube Amplifier

DENG Hai-lin, ZHANG De-wei, BAI Wei-da, ZHOU Dong-fang, ZHANG Yi, LÜ Da-long

(PLA Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450001, China)

**Abstract:** The RF predistortion is an effective method to improve the linearity of High Power Amplifier (HPA). To obtain a better linearity of the HPA, accurate amplitude and phase compensation are required. A novel RF predistortion circuit is proposed for the linearization of a Ka-band Travelling Wave Tube Amplifier (TWTA), which consisted of a prepositive Variable Gain Amplifier (VGA), a post VGA and a nonlinear signal generating module based on vector synthesis technique. Changing the gain of the two VGAs can realize the adjustment of the compensation range. Reasonably changing the bias voltages of the two branches in nonlinear generating module can adjust the compensation amount and can also independently regulate the amplitude or phase characteristic. The Third Order Intermodulation (TOI) of a Ka-band TWTA is improved by 11.5 dB at 6dB output power back-off owing to the proposed RF predistortion linearizer.

**Key words:** travelling wave tube amplifier; RF predistortion linearization; nonlinear distortion; vector synthesis technique

## 1 引言

行波管放大器作为一种真空电子器件, 具有增益高、输出功率大、抗干扰能力强等特点, 常用作通信、雷达等电子系统的末级功率放大器<sup>[1,2]</sup>. 由于行波管慢波系统中的注-波相互作用<sup>[3,4]</sup>, 其非线性通常表现为增益的压缩和相位的负向偏移. 随着宽带信号和高峰均功率比调制技术的广泛应用, 电子系统对行波管放大器的线性度要求越来越高<sup>[5]</sup>. 为提高行波管放大器的线性度, 各类线性化技术不断涌现, 常用的线性化技术包括

功率回退技术、负反馈技术、前馈技术和预失真技术等<sup>[6,7]</sup>. 其中, 射频预失真技术具有宽频带、高效率、低复杂度和无条件稳定等优点, 因而广泛运用于微波毫米波系统<sup>[8-11]</sup>. 然而, 传统的射频预失真器仍存在补偿区间调节能力不足, 补偿量调节困难及幅度和相位补偿关联性强等问题<sup>[12,13]</sup>, 在配用行波管时难以保证幅度和相位同时补偿, 限制了预失真器线性化水平的提升. 针对上述问题, 本文提出一种基于矢量合成技术的新型射频预失真电路, 该电路能够一体化实现补偿区间调节、补偿量调节及幅度/相位的独立调节. 仿真和实

测结果表明,该预失真器可有效改善 Ka 波段行波管的非线性特性.

## 2 射频预失真及其关键技术

射频预失真技术,即是在功率放大器之前插入一个预先的失真网络,来精确补偿功率放大器的非线性失真特性,两者级联后消除系统的非线性失真<sup>[14]</sup>,射频预失真技术的原理如图 1 所示.需要指出的是,射频预失真并不能提高行波管的内在功率能力,当行波管功率达到饱和,其增益仍会压缩,谐波分量及交调分量急剧增加.因此,射频预失真器的补偿区间为行波管进入非线性区至饱和功率点之间的输入功率区间;预失真器的补偿量由行波管饱和点处的增益压缩量和相位偏移量决定.以幅度补偿特性为例,如图 2 所示,行波管饱和点前的增益压缩区间为  $[P_{in-1}, P_{in-sat}]$ ,饱和点处的增益压缩量为  $\Delta G$ ,则预失真器的幅度补偿区间即为  $[P_{in-1}, P_{in-sat}]$ ,补偿量为  $\Delta G$ .

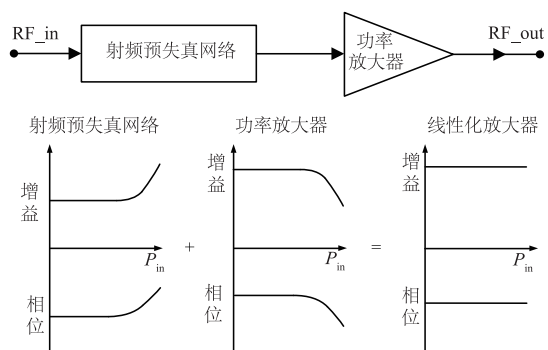


图1 射频预失真原理图

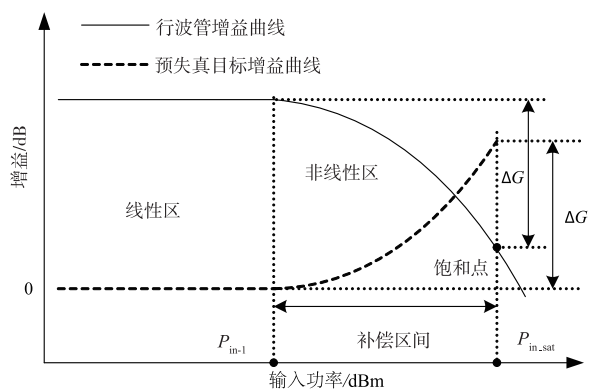


图2 预失真器目标增益曲线示意图

文献[15-16]分别基于功率放大器包络分析法和功率放大器幂级数模型分析了预失真线性化中增益压缩和相位偏移对功率放大器非线性的影响,证明了单一的幅度失真或相位失真都会带来功率放大器的非线性失真.为获得更好的线性化效果,必须保证功率放大器的幅度和相位都有精确的补偿.当预失真器的补偿

区间和补偿量与功率放大器的非线性特性不匹配时,将出现幅度和相位的过补偿或欠补偿,难以实现较好的线性化效果;当幅度补偿和相位补偿关联性较强时,无法实现独立调节,将导致二者难以同时满足功放的线性化要求,同样会影响预失真器的线性化效果.因此,为实现对功率放大器的精确补偿,射频预失真器应具有补偿区间调节能力、补偿量调节能力及幅度/相位独立调节能力.

## 3 预失真电路方案及分析

本文所提出的预失真电路由三部分构成:前置电平调节模块、非线性信号产生模块和后置电平调节模块,如图 3 所示.其中,前置和后置电平调节模块均由电调衰减器和线性功率放大器组成,非线性信号产生模块由基于矢量合成技术的预失真电路实现.下面将从补偿区间调节、补偿量调节和幅度/相位补偿独立调节能力方面分别对该电路进行分析.

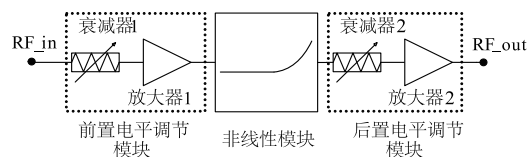


图3 预失真电路框图

### 3.1 补偿区间调节

补偿区间调节是指在保证预失真器小信号增益不变的情况下,补偿曲线可在输入功率区间上进行平移,以达到预失真器补偿区间与行波管压缩区间重合的目的.以幅度补偿为例,当预失真器的补偿区间与行波管的压缩区间不相符时,将出现增益的过补偿或欠补偿现象,如图 4 所示.无论是过补偿还是欠补偿,对于行波管放大器的线性化都是无益的,甚至会造成行波管放大器在过补偿或欠补偿区间线性度的恶化.

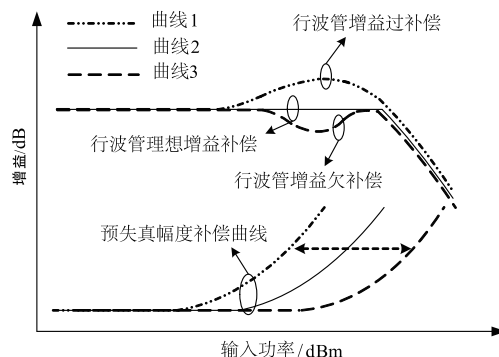


图4 预失真补偿区间调节及补偿效果示意图

以幅度补偿为例分析前置和后置电平调节模块在补偿区间调节中的作用.设该预失真器的增益为  $G_{PD}$ ,前置电平调节模块增益为  $G_1$ ,后置电平调节模块增益

为  $G_2$ , 非线性信号产生模块增益为  $G_{\text{non}}$ . 其中  $G_1$ 、 $G_2$  在线性工作状态下不随输入功率改变,  $G_{\text{non}}$  是关于  $G_1$  和预失真器输入功率  $P_{\text{in}}$  的非线性函数, 则:

$$\begin{aligned} G_{\text{PD}}(P_{\text{in}}) &= G_1 + G_{\text{non}}(G_1, P_{\text{in}}) + G_2 \\ &= G_1 + G_{\text{non}}(G_1 + P_{\text{in}}) + G_2 \end{aligned} \quad (1)$$

从函数坐标平移的原理来分析预失真器的补偿区间调节, 即为补偿曲线  $G_{\text{PD}}$  关于输入功率  $P_{\text{in}}$  的左右平移. 记增益补偿曲线  $G_{\text{PD}}(P_{\text{in}})$  在输入功率区间上平移  $\Delta$ , 则平移后的补偿曲线为:

$$G_{\text{PD}}(P_{\text{in}} \pm \Delta) = G_1 + G_{\text{non}}(G_1 + P_{\text{in}} \pm \Delta) + G_2 \quad (2)$$

式(2)也可写为:

$$\begin{aligned} G_{\text{PD}}(P_{\text{in}} \pm \Delta) &= (G_1 \pm \Delta) + G_{\text{non}}(G_1 + P_{\text{in}} \pm \Delta) + (G_2 \mp \Delta) \\ &= (G_1 \pm \Delta) + G_{\text{non}}((G_1 \pm \Delta) + P_{\text{in}}) + (G_2 \mp \Delta) \end{aligned} \quad (3)$$

由式(3)可知, 将前置电平调节模块的增益增加  $\Delta$ , 同时将后置电平调节模块的增益减小  $\Delta$ , 即可实现补偿曲线在输入功率区间上的左移; 反之, 将前置电平调节模块的增益减小  $\Delta$ , 同时将后置电平调节模块的增益增加  $\Delta$ , 即可实现补偿曲线在输入功率区间上的右移. 通过此种方式, 可实现对预失真补偿区间的调节.

### 3.2 幅度和相位补偿量调节

非线性信号产生模块是整个射频预失真器的核心, 本文提出一种基于矢量合成技术的非线性信号产生电路. 如图5所示, 该电路由一个非线性支路和一个线性支路构成, 非线性支路为传统的反射式二极管预失真电路<sup>[17]</sup>, 由3dB电桥、肖特基二极管对及匹配电路组成; 线性支路为PIN二极管构成的混合式可变衰减器.

记非线性产生模块的输入信号  $V_{\text{in}} = G_0 e^{j(\omega t + \varphi_0)}$ , 线性支路的增益为  $G_3$ , 插入相移为  $\varphi_3$ ; 非线性支路的增益为  $G_4$ , 插入相移为  $\varphi_4$ , 两支路合成后的输出信号为:

$$V_{\text{out}} = \frac{G_0}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \varphi_0 + \frac{\pi}{2})} (G_3 e^{j\varphi_3} + G_4 e^{j\varphi_4}) \quad (4)$$

则整个非线性模块的增益  $G_{\text{non}}$  和插入相移  $\varphi_{\text{non}}$  为:

$$G_{\text{non}} = \frac{|V_{\text{out}}|}{|V_{\text{in}}|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{G_3^2 + G_4^2 + 2G_3G_4 \cos(\varphi_4 - \varphi_3)} \quad (5)$$

$$\varphi_{\text{non}} = \angle V_{\text{out}} - \angle V_{\text{in}} = \frac{\pi}{2} + \arctan \frac{G_3 \sin \varphi_3 + G_4 \sin \varphi_4}{G_3 \cos \varphi_3 + G_4 \cos \varphi_4} \quad (6)$$

由式(5)和式(6)可知, 该非线性模块的增益和插入相移由两支路的增益和插入相移确定. 当输入功率变化时, 线性支路的增益和插入相移近似不变, 而非线性支路的增益和插入相移则随输入信号的功率的增大而增大. 为便于分析, 令线性支路的插入相移为0, 则

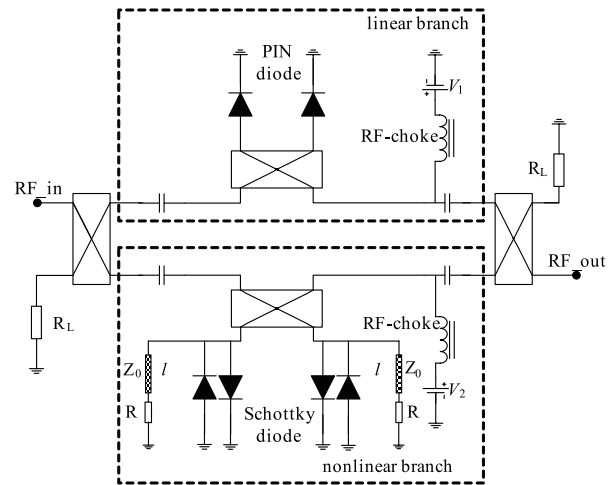


图5 非线性信号产生模块电路图

$\sin \varphi_3 = 0, \cos \varphi_3 = 1$ . 因此, 式(5)式(6)可对应简化为:

$$G_{\text{non}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{G_3^2 + G_4^2 + 2G_3G_4 \cos \varphi_4} \quad (7)$$

$$\varphi_{\text{non}} = \frac{\pi}{2} + \arctan \frac{\tan \varphi_4}{1 + \frac{G_3}{G_4 \cos \varphi_4}} \quad (8)$$

文献[17]给出了反射式二极管预失真电路的增益和相位扩张原理, 其扩张量的调节可通过改变终端电阻的阻值、微带线电长度和肖特基二极管的偏置电压来实现, 图6为调节肖特基二极管对偏置电压时非线性支路的幅度和相位仿真曲线. 结合仿真结果及式(7)、式(8)可证  $G_{\text{non}}$  和  $\varphi_{\text{non}}$  随输入功率增加而扩张, 适合于行波管的线性化.

当线性支路状态确定时, 由式(7)和式(8)进一步可证, 随着非线性支路的扩张量增加, 整个非线性模块的增益和相位扩张也增加. 通过此种方式可以达到幅度和相位补偿量调节的目的. 图7为借助ADS仿真软件获得的该非线性模块补偿曲线的可调范围, 应用中可根据行波管的实际特性进行调节, 以获得更好的线性化效果.

### 3.3 幅度/相位补偿独立调节

由图6的非线性支路幅度和相位特性曲线可知, 改变该支路的偏置电压  $V_2$ , 其幅度与相位特性均产生明显变化, 两者的关联性较强. 增大该支路的偏置电压  $V_2$ , 其增益和相移均增大, 且在扩张功率区间上具有较好的一致性. 由式(7)可知, 增大偏置电压  $V_2$  时, 可适当减小线性支路增益  $G_3$ , 使总的增益  $G_{\text{non}}$  保持近似不变, 即  $G_{\text{non}}(V_1^1, V_2^1) \approx G_{\text{non}}(V_1^2, V_2^2)$  (其中  $V_1^1$  和  $V_1^2$  为调节前两支路的偏置电压,  $V_1^1$  和  $V_2^2$  为调节后的偏置电压, 有  $V_1^1 < V_1^2, V_2^1 < V_2^2$ ). 在此过程中, 分析电路总相移  $\varphi_{\text{non}}$  的变化, 式(6)也可写为:

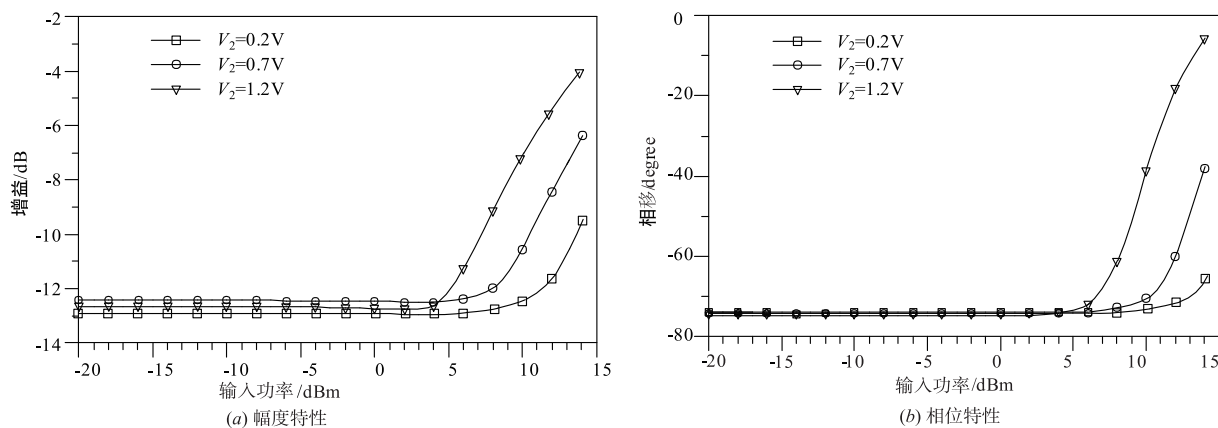


图6 非线性支路幅度和相位特性仿真曲线

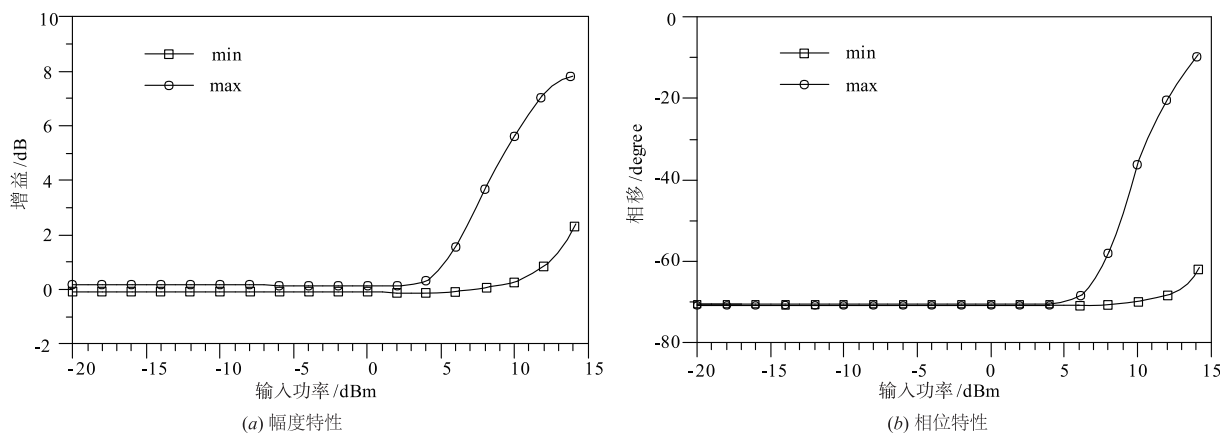


图7 幅度和相位补偿量调节范围仿真图

$$\begin{aligned}\varphi_{\text{non}} &= \frac{\pi}{2} + \arctan \frac{G_3 \sin \varphi_3 + G_4 \sin \varphi_4}{G_3 \cos \varphi_3 + G_4 \cos \varphi_4} \\ &= \frac{\pi}{2} + \arcsin \frac{G_4 \sin \varphi_4}{\sqrt{2} G_{\text{non}}}\end{aligned}\quad (9)$$

上述调节过程中,  $G_4 \sin \varphi_4$  增大, 而  $G_{\text{non}}$  保持不变, 由式(9)可知, 电路总的插入相移  $\varphi_{\text{non}}$  增大, 即  $\varphi_{\text{non}}(V_1^1, V_2^1) < \varphi_{\text{non}}(V_1^2, V_2^2)$ . 因此, 同时调节两支路的偏置电压, 可使电路增益近似不变的情况下相位变大, 同理, 控制两路状态, 使电路的相移近似不变, 也可实现增益扩张的调节, 即实现了幅度/相位的独立调节. 采用 ADS 软件对该电路进行仿真设计, 幅度/相位补偿独立调节的结果如图 8 所示.

与传统的反射式二极管预失真电路相比, 图 8(a) 中三组曲线相位特性变化较大时, 其幅度特性变化较小, 即实现了预失真器的相位独立调节; 图 8(b) 的三组曲线为非线性模块幅度特性变化较大时, 其相位特性变化较小, 即实现了预失真器的幅度独立调节.

#### 4 实验结果

根据上述理论和仿真分析结果, 对该射频预失真

电路进行了加工与测试. 该电路工作于 29 ~ 31 GHz, 微带电路采用厚度为 0.254 mm, 介电常数为 2.2 的 Rogers 5880 基板; PIN 二极管和肖特基二极管对分别采用 Skyworks 公司的 APD2220 和 UMS 公司的 DBES105a 芯片. 加工的实际电路及测试场景如图 9 所示.

采用 Agilent N5245A PNA-X 矢量网络分析仪对该射频预失真器分别从补偿区间调节能力、补偿量调节能力和幅度/相位补偿独立调节能力三个方面进行测试.

图 10 为该电路在 30 GHz 频点处幅度补偿区间调节范围的测试曲线.  $V_{\text{ATT1}}$  和  $V_{\text{ATT2}}$  分别为前置和后置电平调节模块中电调衰减器芯片的偏置电压, 电平调节模块的增益随偏置电压的增大而减小. 由图 10 可知, 调节前置和后置电平调节模块的增益, 可实现预失真器补偿曲线在输入功率区间上的调节. 测试结果表明, 该射频预失真电路能够实现 17.5 dB 的平移, 在对行波管放大器线性化时, 可实现精确的补偿区间匹配.

图 11 为该射频预失真器在 30 GHz 处的幅度和相位补偿量调节测试曲线. 通过调节非线性支路中肖特基二极管的偏置电压  $V_2$  及终端电阻前的微带线长度  $l$  可改变预失真器的增益和相位扩张量. 测试结果表明, 该预失

真器增益扩张范围为 1.4dB ~ 7.1 dB, 相位扩张范围为

10° ~ 70°, 能够满足不同行波管放大器的线性化需求.

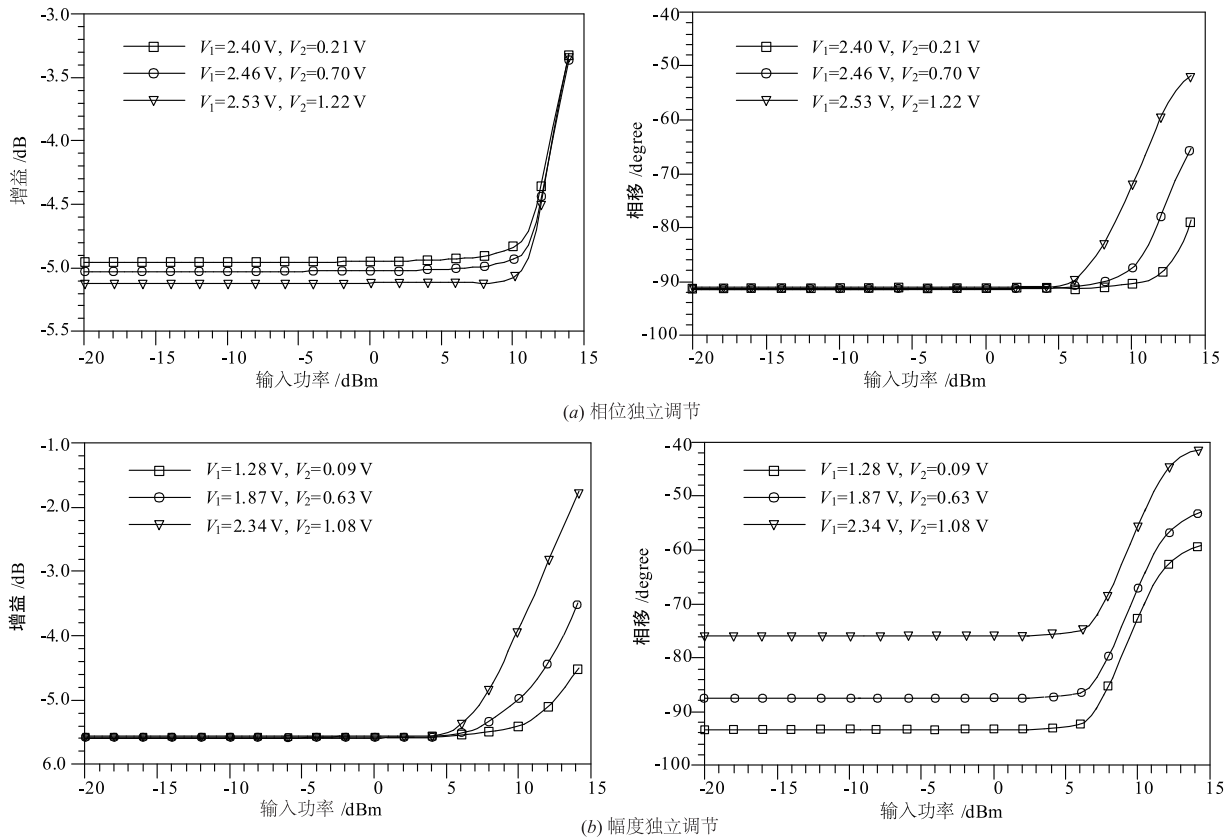


图8 射频预失真电路幅度和相位特性仿真曲线

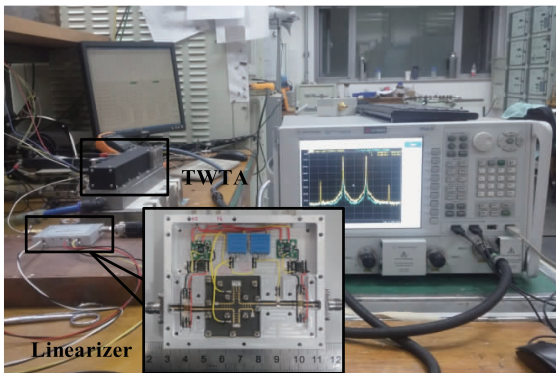


图9 射频预失真电路及测试场景图

该射频预失真器幅度/相位补偿独立调节测试曲线如图 12 所示. 图 12(a) 中, 增大非线性支路偏置电压  $V_2$ , 同时调节线性支路的偏置电压  $V_1$ , 可实现相位扩张改变  $35^\circ$ , 而增益扩张变化小于  $0.8\text{dB}$  的效果, 实现了相位补偿的相对独立. 如图 12(b) 所示的三种偏置状态下, 相位扩张改变小于  $8^\circ$ , 而增益扩张量改变了  $3.1\text{dB}$ , 实现了预失真器幅度补偿的独立调节.

利用该预失真器对一个 Ka 波段行波管放大器进行线性化, 图 13(a) 和图 13(b) 分别为单音测试时行波管线性化前后的调幅/调幅和调幅/调相测试结果. 在

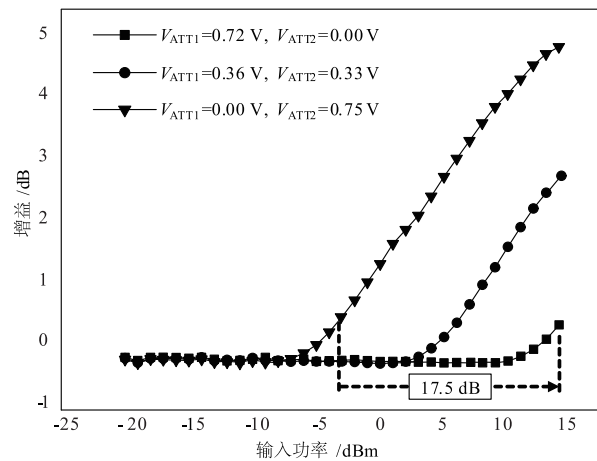


图10 射频预失真器补偿区间调节测试曲线

相同的输入功率范围内, 线性化行波管 (Linearized Travelling Wave Tube Amplifier, LTWTA) 的增益压缩由线性化前的大于  $6\text{dB}$  减小至  $2\text{dB}$  以下, 相位偏移由大于  $50^\circ$  减小至  $12^\circ$  以下. 采用双音测试法对行波管放大器线性化前后的三阶互调系数 (Third Order Intermodulation, TOI) 进行测试. 图 13(c) 为该行波管在工作频带内三阶互调系数关于输出功率回退 (Output Power

Back-Off, OBO) 的测试曲线. 由图可知, 在 29GHz、30GHz 和 31GHz 三个频点上, 线性化行波管的三阶互调系数在输出功率回退 3dB 时提高 5.2dBc 以上, 在输出

功率回退 6dB 时提高 11.5dBc 以上, 行波管的线性度得到明显提升.

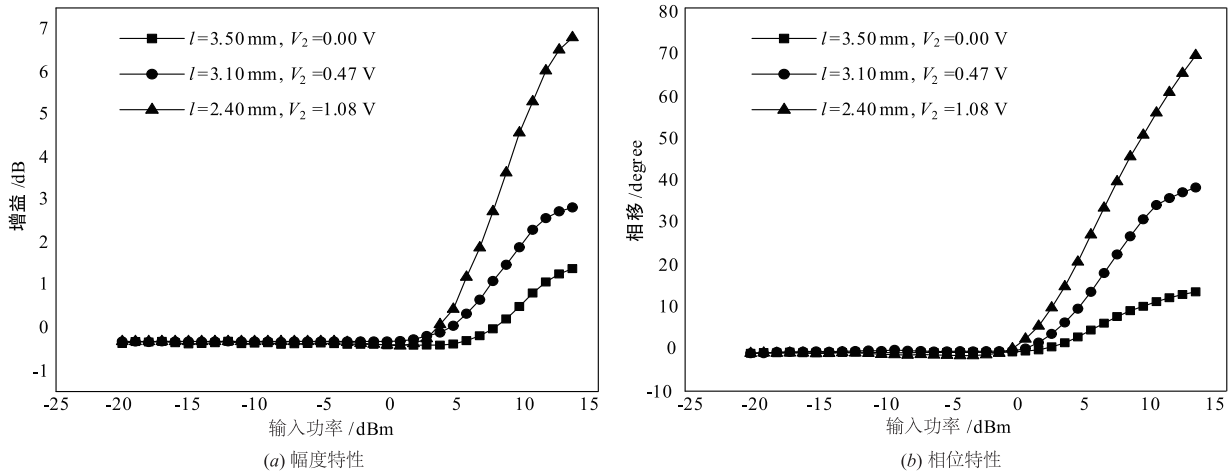


图11 射频预失真器补偿量调节测试曲线

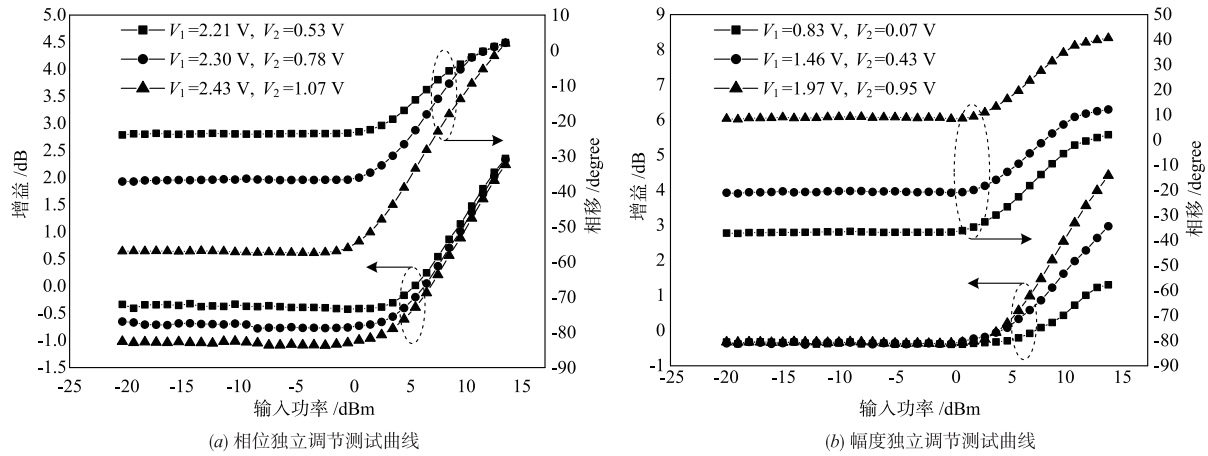


图12 射频预失真器幅度/相位补偿独立调节测试曲线

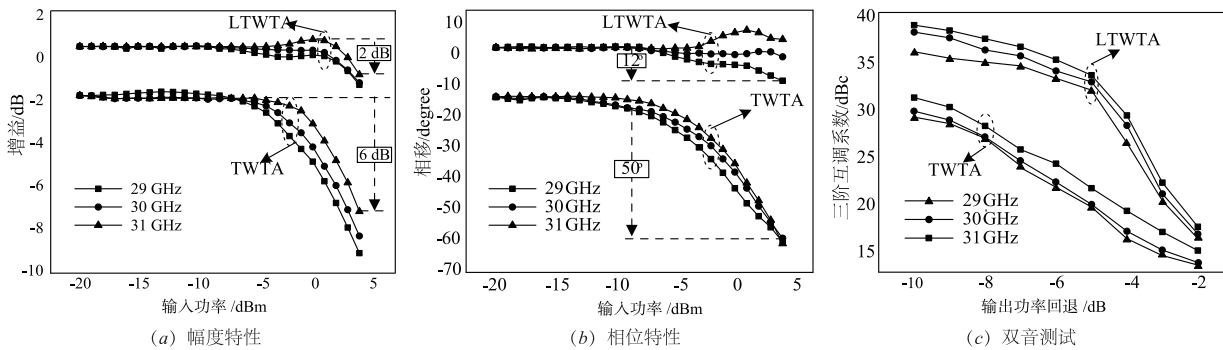


图13 行波管放大器线性化前后单音、双音测试图

### 5 结论

针对 Ka 波段行波管放大器的线性化, 提出一种矢量合成式射频预失真电路, 该电路由电平调节模块和

基于矢量合成的非线性信号产生模块构成. 理论分析及实测结果均表明, 该预失真器具有补偿区间调节、补偿量调节及幅度/相位补偿独立调节能力等优点. 与 Ka 行波管放大器联测结果表明, 该预失真器可有效减

小行波管放大器的非线性特性,提高了行波管放大器的线性工作范围。

与传统的射频预失真器相比,本文所设计的预失真器具有更高的可调性,配用行波管时可实现最佳的线性化效果。此外,得益于其可调性,该预失真器还解决了传统预失真器通用性差的难题,能够对不同行波管进行线性化,使预失真器的应用时效得到有效提升。由于本文采用的射频预失真是一种开环线性化技术,其缺点是不能随功率放大器特性的动态改变而改变,尽管可以通过增加反馈环路实现自适应调节,但系统的工作频率及带宽必然受限<sup>[18]</sup>,因此,如何实现高频率、宽频带、自适应调节的预失真系统仍有待进一步研究。

#### 参考文献

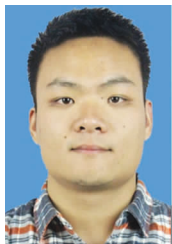
- [1] NICOL E F, MANGUS B J, GREBLIUNAS J R, et al. TWTA versus SSPA: A comparison update of the boeing satellite fleet on-orbit reliability [A]. Proceedings of the 14th International IEEE Vacuum Electronics Conference [C]. Paris: IEEE, 2013. 1 - 2.
- [2] 廖复疆. 大功率微波真空电子学技术进展 [J]. 电子学报, 2006, 34(3): 513 - 516.  
LIAO Fu-jiang. Technical advance of the vacuum microwave electronics [J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(3): 513 - 516. (in Chinese)
- [3] 刘涛, 王自成, 刘濮鲲. 行波管的注-波相互作用模拟与相位计算 [J]. 南京理工大学学报, 2011, 35(4): 543 - 546.  
LIU Tao, WANG Zi-cheng, LIU Pu-kun. Beam-wave interaction simulation and phase calculation for traveling wave tube [J]. Journal of Nanjing University of Science and Technology, 2011, 35(4): 543 - 546. (in Chinese)
- [4] ZHANG M, WEI Y, YUE L, et al. A research of 140 - GHz folded rectangular groove waveguide traveling-wave tube [J]. Chinese Journal of Electronics, 2015, 24(4): 873 - 876.
- [5] 南敬昌, 李厚儒, 方杨. 面向 TD-LTE 通信系统的功放新模型 [J]. 计算机工程与应用, 2015, 51(5): 261 - 265.  
NAN Jing-chang, LI Hou-ru, FANG Yang. New power amplifier model for TD-LTE communication system [J]. Computer Engineering and Applications, 2015, 51(5): 261 - 265. (in Chinese)
- [6] VENDELIN G D, PAVIO A M, ROHDE U L. Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques (2th ed) [M]. New York: John Wiley & Sons, 2005. 512 - 515.
- [7] 胡明, 潘文生, 朱晓东. 一种基于分段线性化的低邻道泄漏预失真方法 [J]. 电子学报, 2013, 41(11): 2297 - 2301.  
HU Ming, PAN Wen-sheng, ZHU Xiao-dong. A new predistortion method with low adjacent channel leakage based on piecewise linear [J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(11): 2297 - 2301. (in Chinese)
- [8] QIU J X, ABE D K, ANTONSEN M, et al. Linearizability of TWTAs using predistortion techniques [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2005, 52(5): 718 - 727.
- [9] ZHU Ran, ZHANG Xiu-pu, HRAIMEL B, et al. Broadband predistortion circuit using zero bias diodes for radio over fiber systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(21): 2101 - 2104.
- [10] KATZ A, CHIAPPETTA M, DORVAL R. Predistortion linearization to 100 GHz [A]. Proceedings of IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications [C]. Santa Clara: IEEE, 2013. 34 - 36.
- [11] 汪永飞, 周东方, 张德伟, 等. 用于 Ka 波段行波管的反射式预失真线性化器 [J]. 强激光与粒子束, 2013, 25(6): 1391 - 1395.  
WANG Yong-fei, ZHOU Dong-fang, ZHANG De-wei, et al. Reflective predistortion linearizer for Ka-band traveling wave tube amplifiers [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2013, 25(6): 1391 - 1395. (in Chinese)
- [12] 刘洁, 胡波雄, 王刚, 等. 一种适用于 Ku 波段行波管放大器的预失真线性化器 [J]. 电子与信息学报, 2014, 36(10): 2515 - 2520.  
LIU Jie, HU Bo-xiong, WANG Gang, et al. A predistortion linearizer for Ku-band traveling wave tube amplifier [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(10): 2515 - 2520. (in Chinese)
- [13] HU Xin, WANG Gang, WANG Zi-cheng, et al. Predistortion linearization of an X-band TWTA for communications applications [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2011, 58(6): 1768 - 1774.
- [14] INADA R, OGAWA H, KITAZUME S, et al. A compact 4-GHz linearize for space use [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1986, 34(12): 1327 - 1332.
- [15] CRIPPS S C. RF Power Amplifiers for Wireless Communications (Second Edition) [M]. London: Artech House, 2006. 250 - 256.
- [16] CHA J, YI J, KIM J, et al. Optimum design of a predistortion RF power amplifier for multicarrier WCDMA applications [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2004, 52(2): 655 - 663.
- [17] 李文朝, 周东方, 张德伟, 等. 基于二极管 Ka 波段的新型可调预失真器 [J]. 强激光与粒子束, 2014, 26(11): 119 - 123.  
LI Wen-chao, ZHOU Dong-fang, ZHANG De-wei, et al. A novel diode-based Ka-band adjustable predistortion lin-

earizer[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2014, 26(11): 119 - 123. (in Chinese)

[18] KATZ A, WOOD J, CHOKOLA D. The evolution of PA

linearization: from classic feedforward and feedback through analog and digital predistortion[J]. IEEE Microwave Magazine, 2016, 17(2): 32 - 40.

#### 作者简介



**邓海林** 男, 1992 年 12 月出生, 河南新乡人. 解放军信息工程大学博士研究生, 研究方向为功率放大器线性化理论与技术.  
E-mail: deng\_hailin@126.com



**张德伟** 男, 1973 年 3 月出生, 吉林九台人. 博士, 解放军信息工程大学副教授、硕士生导师, 研究方向为微波电路理论与技术.  
E-mail: commonbox666@163.com