

一种用于毫米波行波管的微带预失真电路

虞崇志^{*①②} 胡波雄^① 唐康松^① 王刚^① 苏小保^①

^①(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

^②(中国科学院大学 北京 100049)

摘要: 随着通信技术的发展,行波管预失真电路的研究变得越来越重要。该文针对基于肖特基二极管的非线性发生器,首次分析了二极管 SPICE(Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)模型参数中零偏压结电容和串联电阻对预失真扩张曲线的影响。对目前的微带预失真电路工作在 K 波段以下,绝对或相对带宽一般不超过 1.8 GHz 和 4%,需在输入及输出端加隔离器等不足,基于 ADS(Advanced Design System)软件设计并加工了一种用于中心频率 30 GHz,绝对和相对带宽为 2 GHz 和 6.67% 的毫米波行波管的微带预失真电路。分别测试行波管和级联线性化器后的行波管,29 GHz,30 GHz 和 31 GHz 的增益和相位压缩量分别可以从 7.5 dB 和 40°,7.3 dB 和 50°,7.1 dB 和 59° 改善到 3.8 dB 和 10°,3.7 dB 和 12°,2.4 dB 和 15° 以内。双音测试结果表明,为了达到通信中载波与三阶交叉调制分量抑制比(C/IM3)25 dBc 的要求,单独行波管在 29 GHz,30 GHz 和 31 GHz 时需分别回退 17 dB,18 dB 和 18 dB,而加入线性化器后的行波管,只需分别回退 12 dB,9 dB 和 8 dB,也即加线性化器可改善 5 dB,9 dB 和 10 dB,极大地提升了行波管的线性度,具有重要工程应用价值。

关键词: 行波管;肖特基二极管;预失真器;增益和相位扩张;载波与三阶交叉调制分量比

中图分类号: TN124; TN830.6

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)02-0474-08

DOI: 10.11999/JEIT160395

Micro-strip Predistortion Circuit for Millimeter-wave Travelling Wave Tube

YU Chongzhi^{①②} HU Boxiong^① TANG Kangsong^① WANG Gang^① SU Xiaobao^①

^①(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: With the development of communication technology, investigating predistortion circuit for Travelling Wave Tube (TWT) becomes more and more important. This paper analyzes the principle of nonlinearity generator based on the schottky diodes and the effects of the zero bias junction capacitor and series resistor of the diode Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis (SPICE) model on the expansions of the circuit for the first time. The conventional micro-strip predistortion circuits, whose absolute or relative bandwidth are less than 1.8 GHz and 4%, work at below K band, and need isolators to match the input and output ports. Based on the Advanced Design System (ADS) software, it is designed that a micro-strip predistortion circuit for millimeter wave band TWT at center frequency 30 GHz, absolute bandwidth 2 GHz, and relative bandwidth 6.67%. The results of experiments show that the compressions variations of gain and phase are from 7.5 dB and 40°, 7.3 dB and 50°, 7.1 dB and 59° to less than 3.8 dB and 10°, 3.7 dB and 12°, 2.4 dB and 15° for the TWT without and with the linearizer at 29 GHz, 30 GHz and 31 GHz respectively. The two tones test results show that the Input Power Back Off (IPBO) are 17 dB, 18 dB and 18 dB for the TWT, but 12 dB, 9 dB, and 8 dB for the Linearized TWT (LTWT), namely 5 dB, 9 dB, and 10 dB improvements with the linearizer at 29 GHz, 30 GHz, and 31 GHz respectively for the demand of 25 dBc Carrier to third InterModulation (C/IM3) ratio in communication system. The linearity of TWT is clearly improved with the linearizer, which serves as a great value for engineering application.

Key words: Travelling Wave Tube (TWT); Schottky diode; Predistorter; Expansion of gain and phase; Carrier to third InterModulation (C/IM3) ratio

1 引言

随着无线与卫星通信技术的发展,频谱利用率

较高的非恒包络调制技术(如 OFDM, QPSK, 64QAM 等)得到了广泛的应用,但也使得被调制的信号具有更高的峰均比,对系统中的重要非线性器件——功率放大器的线性度提出了更高的要求。当行波管等功率放大器工作在饱和状态时,效率较高,可以输出较高的功率,但此时的线性度较差,会引起被调制信号非常严重的失真,进而使信号星座图发生变形和频谱再生,造成码间串扰和邻近信道间

收稿日期: 2016-04-22; 改回日期: 2016-09-23; 网络出版: 2016-11-16

*通信作者: 虞崇志 yuchongzhi@126.com

基金项目: 国家科技重大专项(2012ZX01007004001), 国家自然科学基金(61401427)

Foundation Items: The National Science and Technology Major Project (2012ZX01007004001), The National Natural Science Foundation of China (61401427)

干扰。为此，人们提出了各种线性化技术，如功率回退法^[1]、负反馈法^[2]、前馈法^[3]和预失真法^[4-15]。其中，预失真法电路简单、成本低、工作频带较宽、稳定性高，近些年得到了很好的发展。

目前的行波管微带预失真电路工作频率集中在 K 波段以下^[6-12]，绝对或相对带宽一般不超过 1.8 GHz^[6,7]和 4%^[8,9]，需要在输入输出端加隔离器^[10-12]，增加了系统的复杂性。本文通过理论分析结合 ADS 软件仿真，设计了一种用微带实现的可用于中心频率 30 GHz，绝对带宽 2 GHz 和相对带宽 6.67% 的

毫米波行波管的预失真电路，将加工出来的电路与行波管级联测试，验证了这种电路有效地改善了行波管的非线性失真。

2 预失真电路的理论分析、设计与仿真

2.1 理论分析与设计

预失真电路无论采用什么形式，通常都会用两个肖特基二极管分别接在分支线耦合器等耦合器的直通端和耦合端来搭建如图 1 虚线框中所示的非线性发生器。

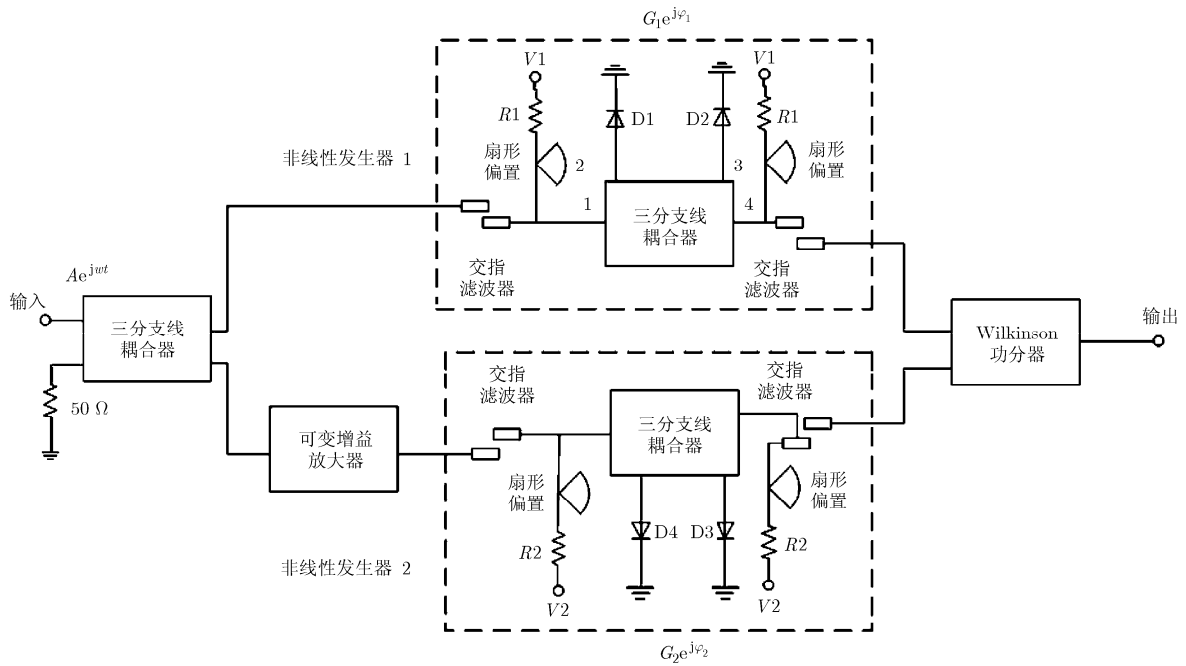


图 1 本文提出的预失真电路

肖特基二极管等效电路模型如图 2 所示。

图 2 中 L_s , R_s , C_p , C_j , R_d 分别为二极管的引线电感、串联电阻、分布电容、结电容、结电阻，对于给定的二极管， L_s , R_s 和 C_p 为确定量，而 C_j 和 R_d 跟二极管的偏置情况有关系， $C_j = C_{j0}(1 - V_D/V_j)^{-M}$ ， C_{j0} 为零偏压结电容， V_j 为势垒电位，

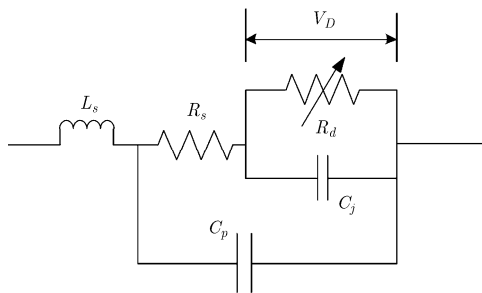


图 2 肖特基二极管等效电路模型

根据 PN 结伏安特性公式 $i_D = I_S(e^{V_D/(NV_T)} - 1)$ ，其中， $V_T = kT/q$ ， q 为电子电荷，得

$$R_d = NkT / [qI_S e^{qV_D/(NkT)}] \quad (1)$$

假设二极管所在电路的工作频率为 $f(\text{Hz})$ ，则二极管的阻抗为

$$Z_{\text{Diode}} = \frac{R_d(j\omega C_j R_s + 1) + R_s}{R_d(j\omega C_j - \omega^2 C_j C_p R_s + j\omega C_p) + j\omega C_p R_s + 1 + j\omega L_s} \quad (2)$$

其中， $\omega = 2\pi f$ 。

记分支线耦合器输入端、直通端、耦合端、隔离端分别为 1、2、3、4，由于 2 和 3 端口所接的二极管偏置情况相同，所以从 2 和 3 端口反射回 1 端口的信号幅度相等，相位相差 180° ，相互抵消，所以在 1 端口无反射信号。从 2 和 3 端口反射回 4 端口的信号幅度相等，相位相差 0° ，相互叠加作为输

出, 该非线性发生器的工作原理是利用了二极管在不同的偏置电压情况下, 阻抗是变化的, 与分支线耦合器的直通端和耦合端的阻抗不匹配从而对输入信号产生反射, 最终在隔离端叠加之后产生输出信号。同理, 下支路的非线性发生器的输入端无反射信号, 所以整个电路的输入端无反射信号, 因此本文提出的预失真器不像目前大多数预失真器那样需要在输入端加隔离器, 大大降低了系统的复杂性。

2.2 二极管与电路板材的选取

以上分析了肖特基二极管等效电路及非线性发生器工作原理, 为使非线性发生器产生增益和相位同时呈扩张的曲线, 从而补偿工作在饱和点的行波管的增益和相位压缩, 需选择合适的二极管及电路板材。由电容容抗公式 $Z_C = 1/(j\omega C_{j0})$ 可知, 如果预失真电路的工作频率非常高, 则在选择肖特基二极管时, 除应关注其本身的工作频率之外, 还应特别注意其 SPICE 模型参数中的 C_{j0} 是否够小, 否则, 极小的结电容容抗将导致结电阻被短路, 无论外加电压如何变化, 结电阻 R_d 始终不变, 从而导致非线性发生器不起作用。本文选择美国 MA/COM 公司的 MA4E2037 二极管, 它可以工作在毫米波段, 在 25°C , 1 MHz 时的零偏压结电容的典型值是 0.02 pF。在电路板材选择上, 一方面, 为了减小微带线的插损, 避免高阻抗的出现, 应采用低介电常数的介质基板, 另一方面, 随着频率的升高, 表面波和高次模的出现, 严重影响了电路的性能, 为了有效抑制杂模, 必须减小基板的厚度, 综合考虑, 本文选择 RogersRT/duroid5880 板材, 介电常数为 2.20, 厚度为 0.254 mm。

但是, 该非线性发生器调节变量只有一个, 在输入功率范围内, 很难使行波管的增益和相位压缩量同时得到补偿, 另外, 对于同一频段, 增益和相位压缩特性不同的行波管也不具有良好的通用性。因此, 可再增加一条支路, 并使之先经过一个可变增益放大器, 再经过非线性发生器 2, 最终由威尔金森功分器合成后输出, 完整的电路设计如图 1 所示。假设非线性发生器 1 所在的上支路的增益和相位特性为 $G_1 e^{j\varphi_1}$, 可变增益放大器和非线性发生器 2 所在的下支路的增益和相位特性为 $G_2 e^{j\varphi_2}$ 。假设整个电路的输入信号为 $Ae^{j\omega t}$, 则第 1 个分支线耦合器

直通端和耦合端的输出分别为 $\frac{A}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \pi/2)}$ 和

$\frac{A}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \pi)}$, 则预失真电路的增益和相位分别为

$$G = \sqrt{\frac{1}{2} [G_1^2 + G_2^2 + 2G_1 G_2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2)]} \quad (3)$$

$$\varphi = -\arctan \frac{G_1 \cos \varphi_1 - G_2 \sin \varphi_2}{G_1 \sin \varphi_1 + G_2 \cos \varphi_2} \quad (4)$$

2.3 仿真结果分析与讨论

在选择好合适的二极管、电路板材和拓补结构后, 为使电路正常工作, 还需设计合适的支线耦合器、偏置及隔直电路和威尔金森功分器, 用 ADS 软件分别对它们进行 S 参数仿真, 结果如图 3, 图 4, 图 5 和图 6 所示。

为了提高预失真器的工作带宽, 需使用较多分支的分支线耦合器或 Lange 耦合器, 但这样会增大电路的尺寸, 提高系统的复杂度, 增大加工的难度, 综合考虑, 本文选择三分支线耦合器, 图 3 中, $S(1,1)$

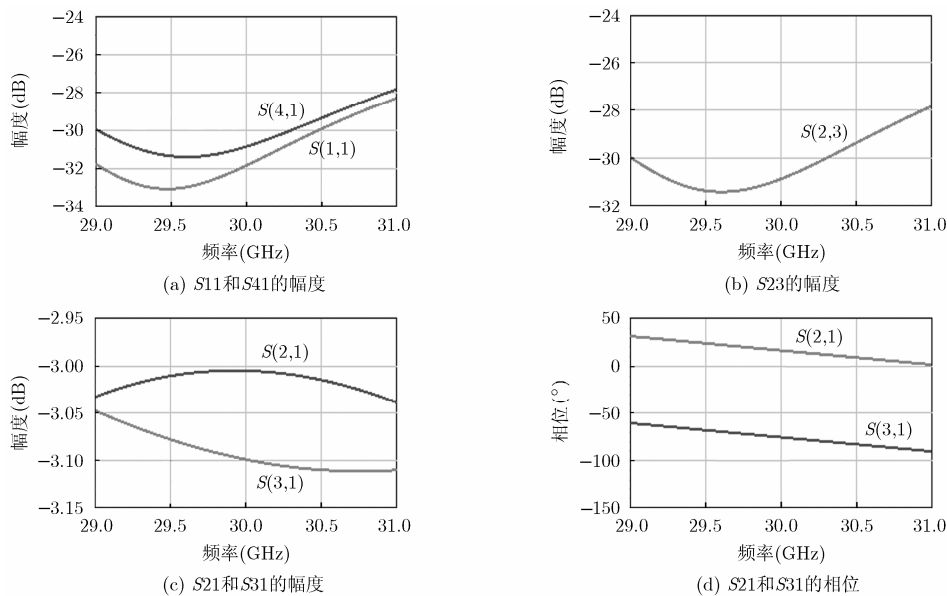


图3 三分支线 S 参数

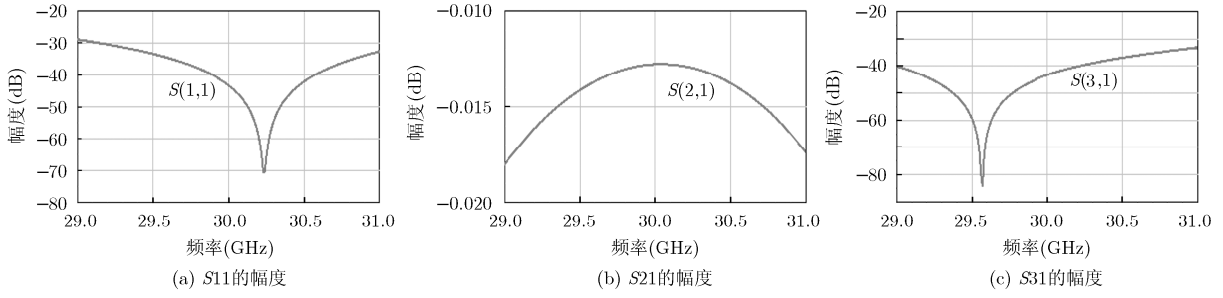


图 4 扇形偏置电路 S 参数

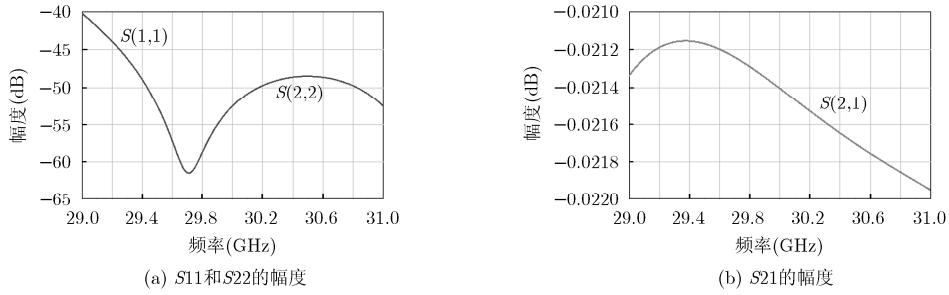


图 5 交指耦合线滤波器 S 参数

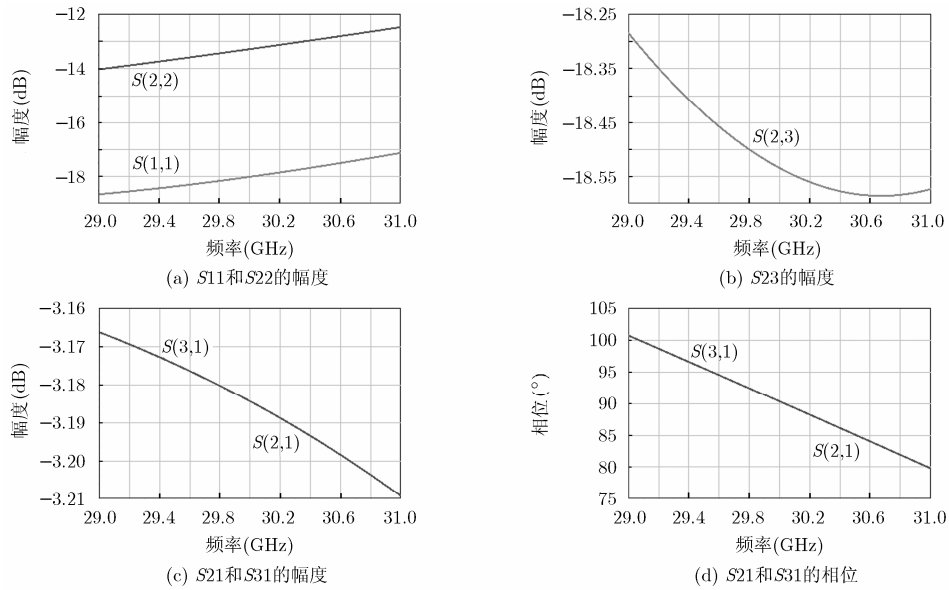


图 6 威尔金森功分器 S 参数

很小，说明耦合器输入端反射很小， $S(2,3)$ 很小，说明耦合器的直通端和耦合端隔离性能良好， $S(2,1)$ 和 $S(3,1)$ 基本都在 -3 dB 左右，相位相差 90° 左右，说明输入信号在耦合器的直通端和耦合端能实现幅度上的均分和相位上 90° 的变化， $S(4,1)$ 很小，说明耦合器的隔离端的隔离性能良好，符合设计要求。

为了给肖特基二极管提供合适、稳定的偏置电压和电流，避免系统的微波信号源对直流电压源及直流信号源对微波信号源和负载产生影响，需设计

偏置和隔直电路。常用的方形偏置电路带宽较窄，已不能满足本设计要求，所以采用带宽更宽的扇形偏置电路。图 4 中， $S11$ 和 $S31$ 都很小，说明偏置电路能保证主路微波信号的传输，而 $S21$ 接近于 0，说明电路的插入损耗小。本设计工作于毫米波频段，如果直接使用贴片电容，会因为电容的封装等等因素产生许多寄生参量，极大地影响微波电路性能，选择交指耦合线滤波器则能避免上述问题，而且它还有较宽的工作带宽。图 5 中， $S11$ 和 $S22$ 相等且

都很小, 说明交指耦合线滤波器达到了通交流阻直流的目的, 而 S_{21} 接近于 0, 说明电路的插入损耗小。

图 6 中, S_{11} 和 S_{22} 都很小, 说明功分器的输入端和输出端隔离性能良好, S_{23} 很小, 说明 2 和 3 两个输出端的隔离性能良好, S_{21} 和 S_{31} 幅度相等且基本都在 -3 dB 左右, 相位相同, 说明输入信号在功分器的 2 个输出端口能实现幅度上的均分和相位上 0° 变化, 符合设计要求。

完成预失真电路各部分仿真之后, 为二极管提供合适的偏置电压和偏置电流, 就可以得到随输入功率的增加, 增益和相位同时呈扩张的曲线。仿真结果如图 7 所示, 在同一偏置情况下, 无论是在中心频点还是边频, 预失真器的增益和相位扩张量基本不变, 分别约 5 dB 和 50° , 能补偿增益和相位压缩量一般为 $4\sim 6$ dB 和 $40^\circ\sim 60^\circ$ 的行波管。调节上下支路的偏置电压和可变增益放大器的电压, 不仅可以得到增益和相位扩张量不同的曲线, 而且曲线

形状可调, 在对同频段增益和相位压缩特性不同的行波管进行线性化时, 大大地减少了设计的重复性。

为验证上文的分析和推导, 用 ADS 软件分别对二极管的零偏压结电容进行扫描以及整体预失真电路的输入和输出端口进行 S 参数仿真, 结果如图 8 和图 9 所示。由图 8 可知, 随着零偏压结电容的增加, 预失真电路增益和相位扩张量越来越小, 验证了前面的分析, 这对在设计更高频段的线性化器时, 如何选择合适的二极管具有极其重要的参考价值。由图 9 可知, 该预失真电路在工作频带内, 输入及输出端反射损耗在 -20 dB 以下, 反射信号相对于入射信号来讲可以忽略不计, 因此不需要像目前大多数预失真器那样在输入及输出端口处加隔离器, 从而大大简化了系统的复杂程度。二极管 SPICE 模型中另外一个重要的参数就是串联电阻, 为了分析它对预失真电路增益和相位扩张量的影响, 对它进行扫描, 结果如图 10 所示, 随着串联电阻的增加, 预失真电路相位变化相对很小, 但增益变化却很大,

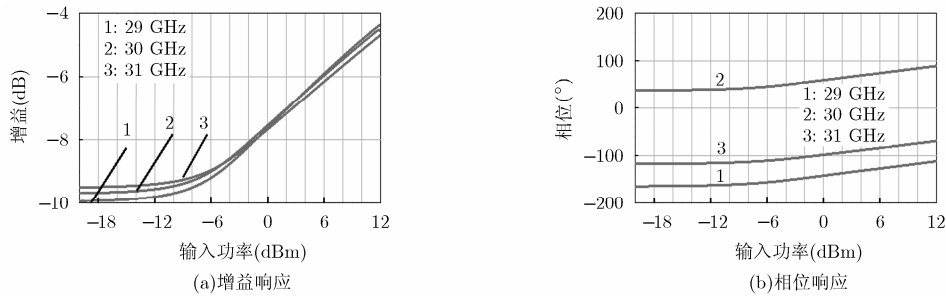


图 7 29 GHz, 30 GHz 和 31 GHz 时预失真器的增益和相位扩张

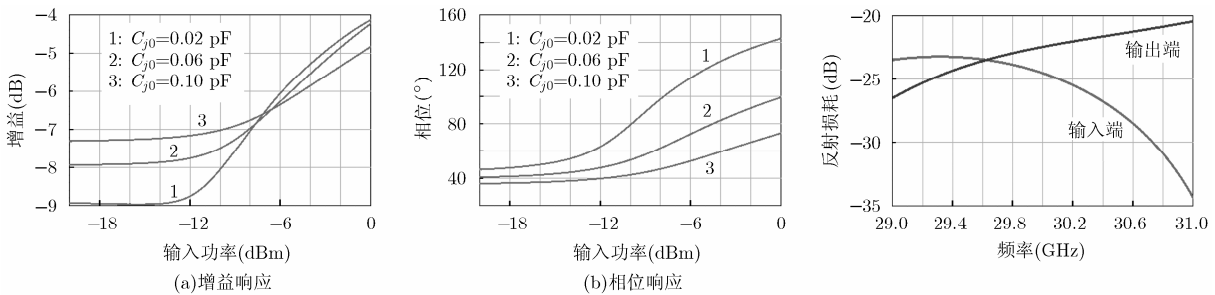


图 8 不同 C_{j0} 对预失真电路增益和相位扩张曲线的影响

图 9 预失真电路输入和输出端的反射损耗

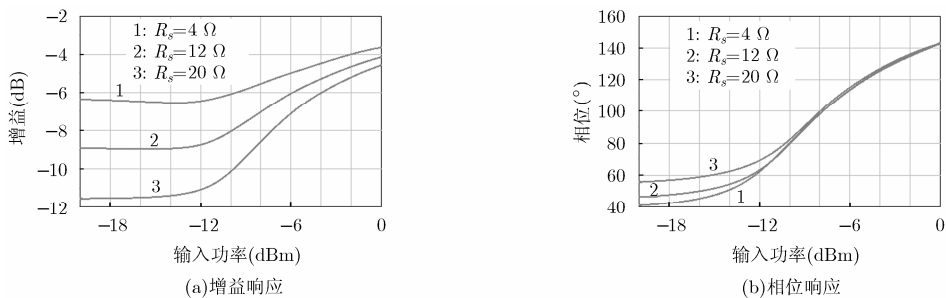


图 10 不同 R_s 对预失真电路增益和相位扩张曲线的影响

根据实际行波管的增益和相位压缩量及补偿要求，可据此选择合适的二极管。

3 行波管及线性化行波管的测试、结果分析与讨论

为验证该线性化器对行波管非线性的改善，需做加与不加线性化器行波管增益和相位压缩量及 C/IM3 这两组对比实验。

如图 11 所示为行波管及线性化行波管增益和相位压缩量测试原理图，虚线框表示加入线性化器后进行的测试。用 Agilent N5245A 矢量网络分析仪 (矢网) 对行波管 29 GHz, 30 GHz 和 31 GHz 这 3 个频点分别进行功率扫描，记录各频点行波管饱和点相对于小信号点的增益和相位压缩量及饱和输入功率。调节线性化器二极管和可变增益放大器的电压，使线性化器的增益和相位扩张量同时尽可能多地补偿行波管增益和相位压缩量，并保证线性化器的输出功率能将行波管推饱和。将线性化器和行波管级联，用矢网对线性化行波管 29 GHz, 30 GHz 和 31 GHz 这 3 个频点分别进行功率扫描，记录各频点线性化行波管饱和点相对于小信号点的增益和相位压缩量，结果如表 1 所示，对比各频点下行波管线性化前后的增益和相位压缩量可以发现，该线性化器能明显改善行波管的增益和相位压缩，由于篇幅所限，仅给出了中心频点(30 GHz)时行波管及线性化行波管的增益和相位响应曲线，如图 12 所示。

为进一步验证该线性化器对行波管非线性的改善，利用两台 Keysight E8257D 信号源，一台 R&S FSW50 频谱仪和一台 Keysight N1914A 功率计对行

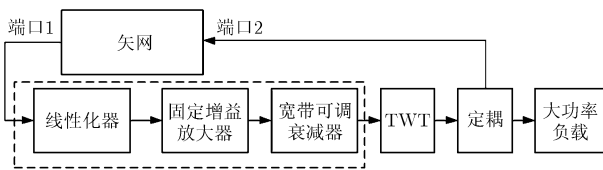


图 11 行波管及线性化行波管增益和相位压缩量测试原理图

波管及线性化行波管进行双音测试，双音间隔选择 5 MHz，测试原理图如图 13 所示，虚线框表示加入线性化器后进行的测试，1 和 2 分别表示先接功率计用两台信号源分别将行波管推饱和，然后两台信号源从各自的饱和点开始同时回退 3~20 dBm 接频谱仪测 C/IM3，结果如图 14 所示，随着输入回退的增加，从整体上看，单独行波管的 C/IM3 逐步得到改善，但线性化行波管的 C/IM3 改善到一定程度时会出现改善效果变差或不明显，然后进一步得到改善，原因是，在单音补偿行波管的增益和相位压缩时，对小信号点和饱和点之间补偿过多，出现凸起，从细节上看，单独行波管各频点输入功率回退相同时，C/IM3 也基本相同，原因是，各频点的增益和相位压缩量也基本相同，而线性化行波管各频点的 C/IM3 在有些输入功率回退点基本相同，其他输入功率回退点却相差很大，原因均与单音补偿行波管的增益和相位压缩时的效果有关。为了达到通信中 C/IM3 25 dBc 的要求，单独行波管在 29 GHz, 30 GHz 和 31 GHz 时需分别回退 17 dB, 18 dB 和 18 dB，而加入线性化器后的行波管，只需分别回退 12 dB, 9 dB 和 8 dB，也即加线性化器可改善 C/IM3 达 5 dB, 9 dB 和 10 dB，极大地提升了行波管的线性度，具有重要工程应用价值。

4 结论

针对目前的微带预失真电路工作频率较低，绝对带宽和相对带宽较窄，需在输入及输出端加隔离器等不足，基于 ADS 软件设计了一种以肖特基二极管为核心的两支路微带预失真器，用来提高 29~31 GHz 行波管的线性度，主要得出以下 5 点结论：(1) 线性化器的工作频率越高，所选择的肖特基二极管零偏压结电容、电路板材的介电常数和厚度均应该越小。(2) 如果行波管在工作频段内增益变化比较大而相位变化比较小，所选择的肖特基二极管串联电阻应该越大。(3) 该线性化器无需在输入和输出端口

表 1 29 GHz, 30 GHz 和 31 GHz 行波管及线性化行波管的饱和输入功率及增益和相位压缩量

频率(GHz)	TWT 饱和输入功率(dBm)	压缩量类型	TWT	LTWT 饱和输入功率(dBm)	LTWT
29	-11.300	增益	7.5 dB	-10.200	3.8 dB
		相位	40°		10°
30	-8.550	增益	7.3 dB	3.625	3.7 dB
		相位	50°		12°
31	-6.360	增益	7.1 dB	-5.800	2.4 dB
		相位	59°		15°

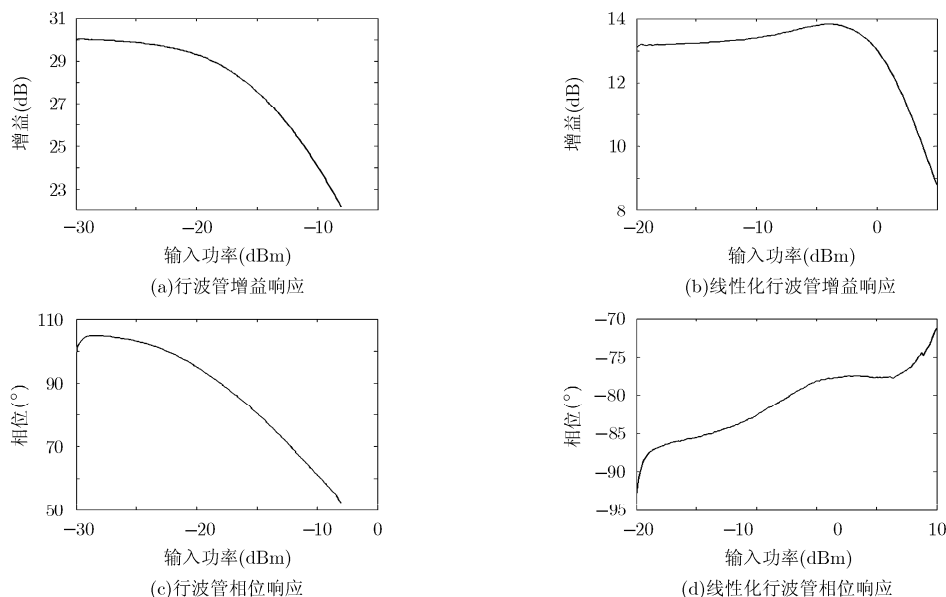
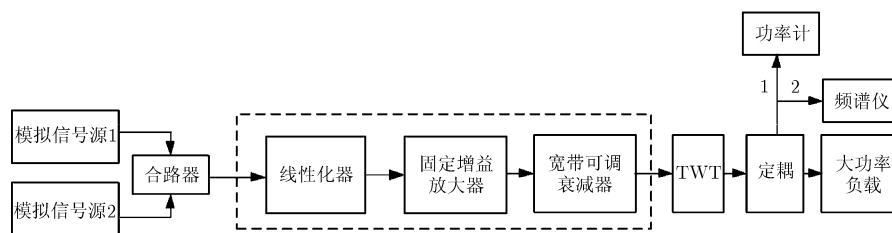
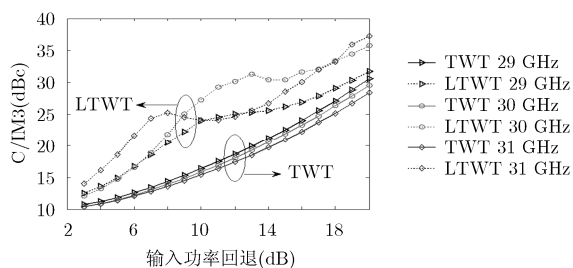


图 12 30 GHz 时行波管及线性化行波管的增益和相位响应

图 13 行波管及线性化行波管 $C/IM3$ 测试原理图图 14 29 GHz, 30 GHz 和 31 GHz 行波管及线性化行波管 $C/IM3$ 与输入功率回退的关系

加隔离器,降低了系统的复杂性。(4)该线性化器可将行波管 29 GHz, 30 GHz 和 31 GHz 的增益和相位压缩量分别可以从 7.5 dB 和 40° , 7.3 dB 和 50° , 7.1 dB 和 59° 改善到 3.8 dB 和 10° , 3.7 dB 和 12° , 2.4 dB 和 15° 以内。(5)为了达到通信中 $C/IM3$ 25 dBc 的要求,单独行波管在 29 GHz, 30 GHz 和 31 GHz 时需分别回退 17 dB, 18 dB 和 18 dB, 而加入线性化器后的行波管,只需分别回退 12 dB, 9 dB 和 8 dB, 也即加线性化器可改善 $C/IM3$ 达 5 dB, 9 dB 和 10 dB, 极大地提升了行波管的线性度,具有重要工程应用价值。

参考文献

- [1] SEYMOUR C D. Development of spacecraft solid-state high power L-band amplifiers[J]. *IEE Proceedings F Communications, Radar and Signal Processing*, 1986, 133(4): 326-338. doi: 10.1049/ip-f-1:19860056.
- [2] FAULKNER M. Amplifier linearization using RF feedback and feedforward techniques[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1998, 47(1): 209-215. doi: 10.1109/25.661047.
- [3] KENSINGTON P B and BENNETT D W. Linear distortion correction using a feed forward system[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1996, 45(1): 74-81. doi: 10.1109/25.481823.
- [4] ALLEN K, SHABBIR M, and JERRY K. Passive FET MMIC linearizers for C, X and Ku-band satellite application [C]. *IEEE MTT-S Digest, USA*, 1993: 353-356. doi: 10.1109/MWSYM.1993.276805.
- [5] YAMAUCHI K, MORI K, NAKAYAMA M, et al. A microwave miniaturized linearizer using a parallel diode with a bias feed resistance[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1997, 45(12): 2431-2435. doi: 10.

- 1109/22.643856.
- [6] ALLEN K, ROBERT G, and ROGER D. Wide/Multi-band linearization of TWTAs using predistortion[J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2009, 56(5): 959-964. doi: 10.1109/TED.2009.2015412.
- [7] GHANNOUCHI F M. An S band RF digital linearizer for TWTAs and SSPAs[C]. European Conference on Circuit Theory and Design, Antalya, Turkey, 2009: 735-738. doi: 10.1109/ECCTD.2009.5275092.
- [8] 胡欣, 王刚, 王自成, 等. 一种场效应管预失真电路对改善行波管非线性作用的作用[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(4): 951-955. doi: 10.3724/SP.J.1146.2010.00789.
- HU Xin, WANG Gang, WANG Zicheng, *et al.* Improvement of TWT nonlinearity with a field effect transistor predistortion circuit[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(4): 951-955. doi: 10.3724/SP.J.1146.2010.00789.
- [9] 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. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.01820.
- LIU Jie, HU Boxiong, 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. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.01820.
- [10] VILLENMAZET J F, HISSA Y, AZZARA J C, *et al.* 1 GHz instantaneous wide-band analog predistortion linearizer for new telecom satellite transmit section[C]. IEEE Thirteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Monterey, California, USA, 2012: 425-426. doi: 10.1109/IVEC.2012.6262224.
- [11] YOUNKYU C, DECKMAN B C, and DELISIO M P. Linearization of a spatially-combined X-band 100-W GaAs FET[C]. Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), La Jolla, California, USA, 2012: 1-4. doi: 10.1109/CSICS.2012.6340066.
- [12] KATZ A and CHOKOLA D. The evolution of linearizers for high power amplifiers[C]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Phoenix, Arizona, USA, 2015: 1-4. doi: 10.1109/MWSYM.2015.7167120.
- [13] GUO Yan, YU Chao, and ZHU Anding. Simplified power adaptive digital predistorter for RF power amplifier in dynamic power transmission[C]. Proceedings of the 10th European Microwave Integrated Circuits Conference, Paris, France, 2015: 281-284. doi: 10.1109/EuMIC.2015.7345124.
- [14] MA Yuelin and YAMA O Y. Experimental results of digital predistorter for very wideband mobile communication system[C]. Vehicular Technology Conference, Glasgow, Scotland, UK, 2015: 2384-2387. doi: 10.1109/VTCSpring.2015.7145834.
- [15] LONG Zhenren, WANG Hua, GUAN Ning, *et al.* Indirect learning hybrid memory predistorter based on polynomial and look-up-table[C]. Vehicular Technology Conference, Glasgow, Scotland, UK, 2015: 361-365. doi: 10.1109/VTCSpring.2015.7145877.
- 虞崇志: 男, 1988 年生, 博士生, 研究方向为行波管功率放大器的建模及预失真技术.
- 胡波雄: 男, 1979 年生, 工程师, 研究方向为行波管功率放大器的预失真技术.
- 唐康淞: 男, 1980 年生, 工程师, 研究方向为毫米波行波管.
- 王刚: 男, 1971 年生, 研究员, 研究方向为微波电子信息系统与电路.
- 苏小保: 男, 1963 年生, 研究员, 研究方向为长寿命高可靠高效率行波管.