

# 一种新型谐波抑制负载结构的整流电路

王建鑫, 齐晓斐, 曲浩然, 张鹏, 马晓龙, 张志勇, 赵武

(西北大学信息科学与技术学院, 西安, 710127)

**摘要** 为了满足5G大环境下的低功耗物联网节点应用,设计了一种新型谐波抑制负载结构的整流电路,在二极管后引入连续多阶微带谐波抑制结构,从而实现较高的转换效率和较小的输出纹波。该电路结构紧凑、设计成本低、结构简单,当输入功率为14.8 dBm时,电路的转换率可达72.5%。最后选择F<sub>4</sub>B基板进行实验验证,结果表明当负载为750 Ω时,该电路结构的最高转换效率仍可以达到61.2%,相比于其他结构有明显的提高。

**关键词** 5G应用;整流电路;连续多阶微带谐波抑制结构

**DOI** 10.3969/j.issn.1009-3516.2021.03.007

**中图分类号** TN455 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2021)03-0041-06

## A New Type of Harmonic Suppression Structure in Rectifier Circuit

WANG Jianxin, QI Xiaofei, QU Haoran, ZHANG Peng, MA Xiaolong,  
ZHANG Zhiyong, ZHAO Wu

(School of Information Science and Technology, Northwest University, Xi'an 710127, China)

**Abstract** In order to meet the low-power IoT node application in the 5G environment, this paper proposes a new type of harmonic suppression load structure in rectifier circuit, which introduces a continuous multi-order microstrip harmonic suppression structure behind the diode to achieve higher conversion efficiency and lower output ripple. The compact circuit has low design cost and simple structure. When the input power is 14.8 dBm, the conversion efficiency can reach 72.5%. Finally, the F<sub>4</sub>B substrate is selected for experimental verification. The results show that when the load is 750Ω, the highest conversion efficiency of the circuit can still reach 61.2%, which is significantly improved compared to other structures.

**Key words** 5G application; rectifier circuit; continuous multi-order microstrip harmonic suppression structure

随着5G的正式商用,人民生活与5G通信之间的关系逐渐增强。利用微波无线能量传输技术的基站数量将大幅增加,整流电路作为微波无线能

量传输技术中的核心模块之一,其整流效率决定了整个无线系统的性能,进而决定整个基站的性能,因此对整流电路进行研究具有深远的意义<sup>[1-3]</sup>。

**收稿日期:** 2020-08-17

**基金项目:** 国家重点研发计划(2019YFC1520900);国家自然科学基金(6190414);陕西省科技厅(2018GY-025);西安市科技局(201805041YD19CG25-1);大学生创新创业训练计划(S202010697440)

**作者简介:** 王建鑫(1996—),男,黑龙江大庆人,硕士生,研究方向:射频电路。E-mail:591499127@qq.com

**通信作者:** 赵武(1970—),男,陕西渭南人,教授,研究方向:宽禁带半导体材料与器件、低维材料与器件、模拟集成电路设计。E-mail:zhaowu@nwu.edu.cn

**引用格式:** 王建鑫,齐晓斐,曲浩然,等.一种新型谐波抑制负载结构的整流电路[J].空军工程大学学报(自然科学版),2021,22(3):41-46. WANG Jianxin, QI Xiaofei, QU Haoran, et al. A New Type of Harmonic Suppression Structure in Rectifier Circuit[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2021, 22(3): 41-46.

在整流电路中,为了获得高效率,通常使用谐波负载来减小二极管的非线性损耗。文献[4]使用蛇形微带线设计了一个工作在 2.45 GHz 的整流器,整流效率最高为 57.0%,文献[5]提出一种新型扇形枝节结构,在 900 MHz、入射功率密度为  $8 \mu\text{W}$  的输入条件下效率仅为 48.6%。文献[6]则引入功分器,通过多支路共用匹配阻抗的方法,实现了大功率整流,实测最高输出直流功率为 5.8 W,最高整流效率仅为 44.3%。文献[7]提出了一种结构复杂的整流电路,在牺牲设计成本的前提下,当输入功率为 41 dBm 时,转换效率为 68.0%。上述文献对整流电路的研究都取得了一定的成果,但分别存在工作频率低、转换效率低、结构复杂等缺点。

为了解决以上问题,本文为 5G 通信常用的 4.85 GHz 频段设计了一个具有连续多阶微带谐波抑制结构的电荷泵整流电路。该电路可抑制前 4 次谐波,从而提高电路的转换效率。该电路具有结构简单、设计成本低、输出电压稳定、转换效率高优点。在 4.85 GHz 频带内,输入功率为 14.8 dBm 条件下,转换效率可达 72.5%。实测最高效率仍可达到 61.2%。

## 1 电路设计

根据 5G 基站的电源设计要求,不同的子模块需要不同的电源电压。一般情况下,采用 DC-DC 模块提供多个电源电压,但 DC-DC 模块的电路结构复杂、稳定性不高且转换效率很低,导致其电源效率较低。为此,本文在无线系统中引入电荷泵整流电路,电路工作在 4.85 GHz 频带上,其输入为 14.8 dBm,负载为  $750 \Omega$  时达到最佳匹配状态,二极管的型号为 HSMS2860,电容型号为 GRM155R71 H104。

### 1.1 电路原理

#### 1.1.1 电荷泵整流电路

传统单级电荷泵整流电路结构如图 1 所示,由 2 个二极管和 2 个电容组成。正常工作时,其输出电压如图 2 所示。当输入电压小于地电压时,电容 C1 被充电,二极管 D2 截止,电容 C2 放电到输出端,这一过程会持续到二极管 D1 达到输入电压的峰值为止。当输入电压大于地电压时,二极管 D1 截止,电容 C1 通过二极管 D2 对电容 C2 进行充电,整个充放电过程可以用图 2 中的虚线来表示,电容 C2 的峰值接近输入电压的 2 倍。电容 C2 相当于一个滤波电容,可以使输出电压变得更平滑且纹波更小。

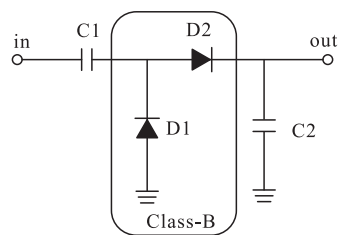


图 1 单级电荷泵整流电路

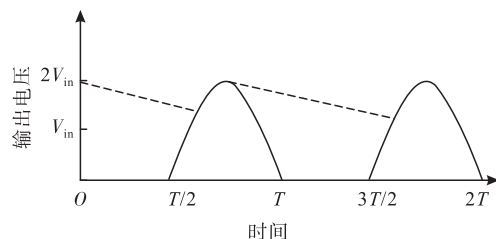


图 2 传统单级电荷泵整流电路输出电压

由以上分析可知,传统单级电荷泵整流电路其作用相当于倍压整流电路,可视作 B 类结构,效率不会超过 70%。当输入信号频率过高时,传统一阶倍压整流电路的性能也会进一步下降,因此,其在 4.85 GHz 频带上无法得到高效的应用。

多电压输出电荷泵整流电路如图 3 所示,该电路的输入端并联了多个电容,每个电容又与每一级的 2 个二极管串并联,通过重叠级数来获得多电压输出。多电压输出电荷泵整流电路的工作原理与单级电荷泵整流电路相同。

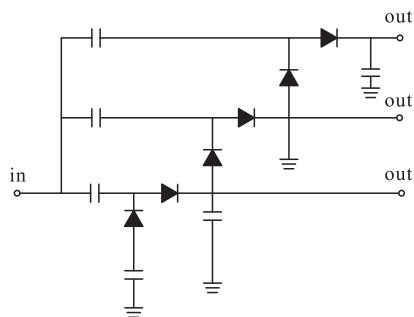


图 3 多电压输出电荷泵整流电路

#### 1.1.2 谐波抑制电路

谐波是指电流中频率为基波整数倍的电量,是指对周期性非正弦电量进行傅里叶分解后所产生的大于基波频率的电量。谐波的产生会增加整流器功耗使得输出波形发生畸变。为了减小谐波的影响,在电路设计中,在输出端引入谐波抑制电路,将电流和电压整形为理想的方波和半正弦波,在时域上,二者波形不发生重叠,电路效率理论上可以达到 100%。

同样的,在微波整流电路中,非线性整流二极管也在工作频率的谐波处产生电流和电压。引入连续多阶谐波抑制电路,可以减小电流电压在时域上的

重叠,使电流电压波形正交化,各次谐波得到抑制,从而提高整流器的转换效率。根据文献[8]可知,电路的效率主要是由二极管的功耗决定,引入谐波抑制电路后,理想情况下二极管上的电压和电流波形不发生重叠,从而降低了二极管的损耗,提高了电路的整流效率。

## 1.2 二极管的外加电压

### 1.2.1 二极管外加电压不同

在高频电路中,电荷泵整流电路的2个二极管的外加电压大小是不同的,原因主要有以下两方面。

第1个原因是,在高频条件下,结电容会被充电,由于2个二极管的结电容所充电荷量不同,造成结电容的大小不同,使得2个二极管外加电压不同。当输入功率相同时,电荷泵电路的输出电压取决于负载的大小。若负载开路,电荷泵电路的输出电压理论上是输入电压的2倍,然而结电容又相当于1个升压电容器,使输出电压高于输入电压的2倍。

第2个原因是,在高频条件下,二极管会产生不同的谐波分量,导致2个二极管的外加电压不同,2个二极管在相同条件下处于不同的工作状态,而处于异常状态的二极管会产生大量的功耗,降低电路的转换率。

### 1.2.2 二极管的外加电压与功耗

电荷泵整流电路的整流效率与二极管的功耗息息相关,本节主要讨论二极管的外加电压与功耗之间的关系。综合考虑工作频率和性能参数后,整流二极管采用 HSMS2860 肖特基二极管,在高频电路中,其等效电路如图4所示,由串联电阻  $R_s$ 、电容  $C_i$ 、电容  $C_{j0}$  和1个非线性电阻  $R_j$  组成。

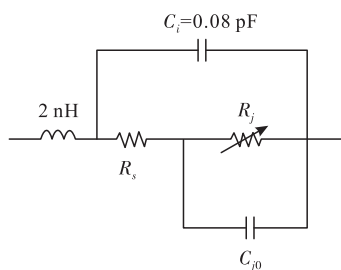


图4 整流二极管等效电路图

在1个周期  $T$  内,二极管的功耗可以用以下几个公式进行描述:

$$P_{\text{loss}-R_s, \text{on}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_{\text{off}}}^{-\theta_{\text{off}}} \frac{(V - V_f)^2}{R_s} d\theta \quad (1)$$

$$P_{\text{loss}-R_s, \text{off}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_{\text{off}}}^{T-\theta_{\text{off}}} \frac{(V - V_f)V_f}{R_s} d\theta \quad (2)$$

$$P_{\text{loss}-C_j, \text{on}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_{\text{off}}}^{-\theta_{\text{off}}} \frac{(V - V_d)^2}{R_j} d\theta \quad (3)$$

$$P_{\text{loss}-C_j, \text{off}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_{\text{off}}}^{T-\theta_{\text{off}}} \frac{(V - V_d)V_d}{R_j} d\theta \quad (4)$$

式中:  $V_f$  为二极管导通时的正向压降;  $\theta_{\text{off}}$  为二极管截止时的相位;  $V_d$  为  $C_j$  两端的电压。

当二极管处于  $T - \theta_{\text{off}}$  到  $\theta_{\text{off}}$  之间时,二极管导通,当二极管处于  $T - \theta_{\text{off}}$  到  $\theta_{\text{off}}$  之间时,二极管截止。

根据式(1)~(4)可知,二极管的功耗是由二极管的  $R_s$  和  $C_j$  产生的,他们均与二极管的外加电压有关。根据式(1)和式(2),  $R_s$  功耗可用式(5)表示:

$$P_{\text{loss}-R_s} = \frac{1}{T} \int_T^0 V_{R_s} I d\theta \quad (5)$$

式中:  $V_{R_s}$  是  $R_s$  端的电压;  $I$  是流经  $R_s$  电流。所以  $R_s$  功耗取决于电流和外加电压。

$C_j$  可以用式(6)来表示:

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V}{V_{j0}}\right)^m} \quad (6)$$

式中:二极管的扩散电容和耗尽层电容的等效值表示为  $C_{j0}$ ; 二极管的内建电势表示为  $V_{j0}$ ; 在型号为 HSMS2860 的二极管中  $m$  等于 0.5;  $C_{j0}$  等于 0.18 pF。因此  $C_j$  的大小取决于二极管的外加电压大小。综上所述,要提高电荷泵电路的转换率,必须控制2个二极管的外加电压。

## 1.3 连续多阶微带谐波抑制结构

传统的电荷泵整流电路中有多个非线性器件。在高频条件下,各次谐波会使其产生巨大的功耗,同时无线系统的负载并不是一个定值,而是在一定范围内变化。各次谐波可能与负载构成串并联电路引起谐振,从而影响系统的安全运行。为解决以上问题,本文引入具有连续多阶微带谐波抑制结构的电荷泵电路,通过谐波抑制的方法来减少非线性器件的功耗。该电路可抑制前4次谐波,从而获得更高的转换效率、更稳定的输出。理论上,其输出电压的波动近乎为0,输出电压为仅由基频构成的方波,电路转换率可提高至100%。

本文所设计的连续多阶微带谐波抑制结构如图5所示,它由一条固定长度的微带线和4个开放式的分路组成,其中电流分量与电压分量正交,微带线的长度为  $\lambda_1/4$ 。  $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 、 $\lambda_3$ 、 $\lambda_4$  分别为基频、2次谐波、3次谐波、4次谐波的波长。第1、2、3、4个开放式的微带线长度分别为  $\lambda_1/4$ 、 $\lambda_2/4$ 、 $\lambda_3/4$ 、 $\lambda_4/4$ 。在开放式分路的末端,电场不会突然停止,而是会由于微带线的边缘电场作用而略微扩展,通过引入等效的并联电容或等效长度的传输线可以替代这种影响。本文所设计的结构不仅可以抑制各次谐波分量,而且可以在一定程度上使输出变得更平滑。因此可以在省略滤波电容  $C_2$  的同时,得到平稳的输出电压。

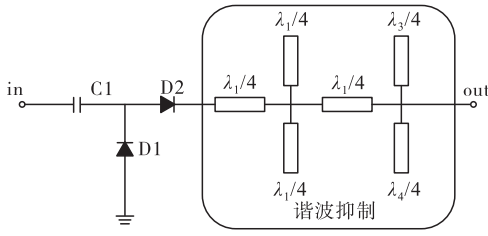
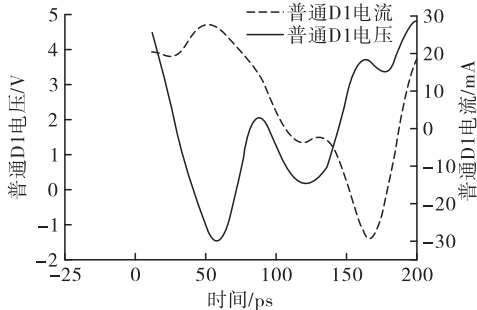
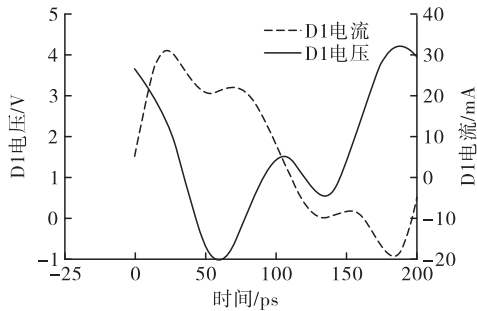


图5 连续多阶微带谐波抑制结构

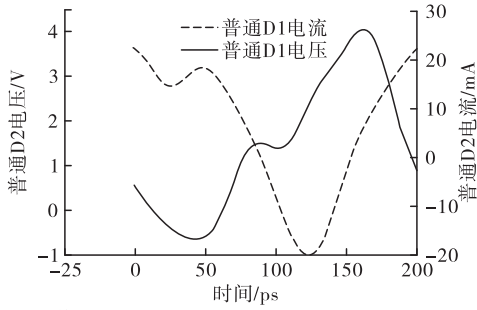
图6分别表示了传统电荷泵电路和本文所设计的具有连续多阶微带谐波抑制结构的电荷泵电路的2个二极管的电压分量和电流分量。



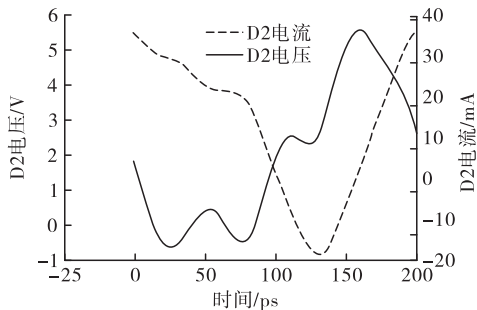
(a) 传统电荷泵电路中二极管D1的电流电压分量



(b) 引入谐波抑制负载后二极管D1的电压电流分量



(c) 传统电荷泵电路中二极管D2的电流电压分量



(d) 引入谐波抑制负载后二极管D2的电压电流分量

图6 谐波抑制负载对二极管D1、D2谐波抑制效果对比图  
从图6(a)和(c)可以看出传统的电荷泵电路

中,2个二极管的电压分量和电流分量都具有很多重叠的部分,这会引入很大的二极管功耗。从图6(b)和(d)可以看出具有连续多阶微带谐波抑制结构的电荷泵电路的2个二极管的电压分量和电流分量近似正交,重叠部分相比于传统电路大幅降低,二极管功耗随之降低。

综上所述,本文所设计的连续多阶微带谐波抑制结构,可以减弱二极管在工作时电压电流的非线性,使其工作在相对线性度更高的状态下,降低其功耗,从而提高电路的转化效率。与传统电荷泵电路相比,本文所设计的电路有足够的谐波抑制能力。

### 1.4 控制二极管的外加电压

从图6可以看出,具有连续多阶微带谐波抑制结构的电荷泵电路的2个二极管的电压分量和电流分量近似正交。根据式(5),对电流和电压在  $T$  到  $0$  之间进行积分,则式(5)的值近似为  $0$ ,  $R_s$  产生的功耗可以忽略。因此,电荷泵电路的功耗主要由结电容所引起,而结电容大小受二极管的外加电压控制。经过前文的讨论分析,必须控制2个二极管的外加电压,使相同条件下2个二极管均工作在正常状态,从而有效降低二极管的功耗,提高电路的转换率。

为了提高电路的RF-DC转换效率,本文在二极管D1与地之间引入1根长度可调的微带线,在匹配状态下调节2个二极管的工作状态。通过调整二极管附近的微带线长度可以控制二极管的外加电压大小,从而进一步降低二极管的功耗,提高电路的转化率。在此仿真中,其他元器件之间使用特征阻抗为  $50\ \Omega$ ,电长度为  $90^\circ$  的微带线互相连接。

经过调整,当微带线长度为  $4.6\ \text{mm}$ ,2个二极管外加电压大致相同,都处于正常工作状态。图7表示了对二极管D1与地之间的微带线长度进行优化后,对基波及各次谐波的优化抑制的效果对比图。其中  $V_0$  是直流分量,  $V_n$  是输出电压中的各次谐波分量。参照组是未经调整的电荷泵整流电路,观察发现对二极管D1与地之间的微带线长度进行优化后,各次谐波基本得到抑制。

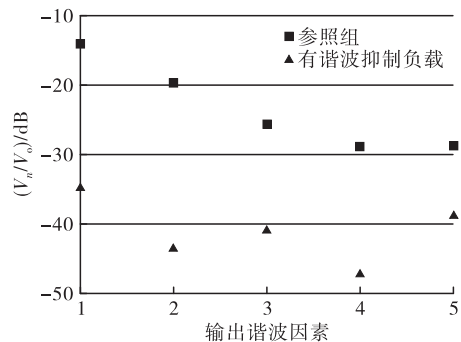


图7 谐波抑制效果对比图

## 2 测试结果与分析

### 2.1 电路仿真结果与分析

根据前文所述,电荷泵整流电路工作在 4.85 GHz 的超高频段,二极管 D1 与地之间的微带线长

度为 4.6 mm,基波、2 次谐波、3 次谐波、4 次谐波的微带线长度分别为 10.61 mm、5.27 mm、3.49 mm、2.60 mm。在仿真软件中,建立如图 8 所示电路原理图,在输入功率为 14.8 dBm 的条件下,对电路的性能参数进行仿真测试,参照组为传统的无谐波抑制负载的电荷泵电路。

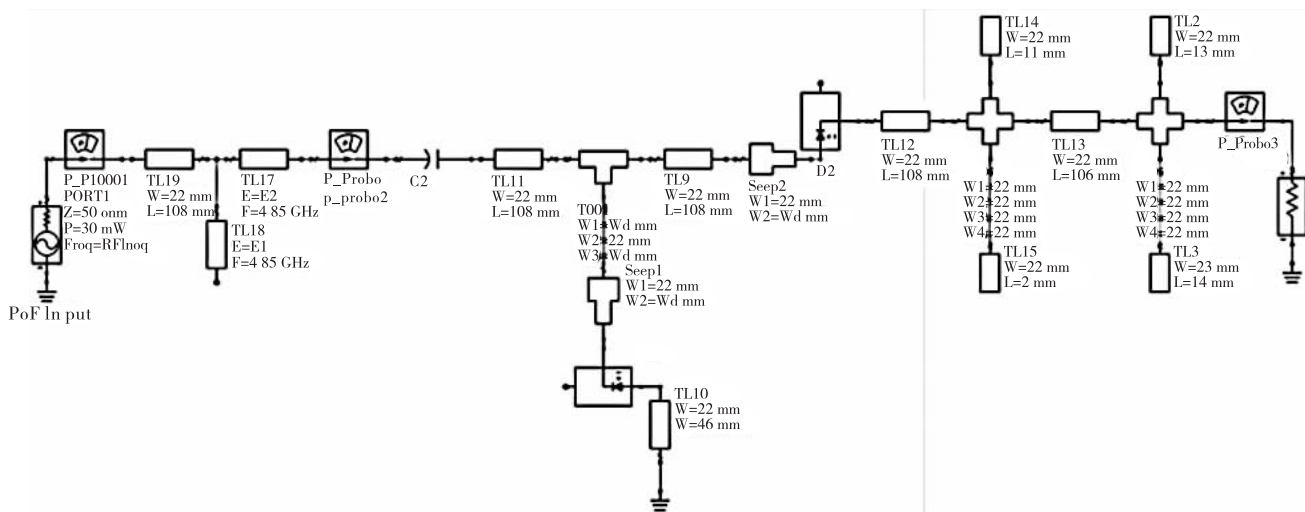


图 8 电路仿真原理图

图 9 为传统电荷泵电路和具有连续多阶微带谐波抑制结构的电荷泵电路的输出电压,由图可知,具有连续多阶微带谐波抑制结构的电荷泵电路在最佳阻抗匹配时可以产生 4.5 V 或者更高的输出电压,输出电压的波动小于 0.5 V,可应用于 5G 通信之中。而传统的电荷泵电路输出电压最高为 4 V,输出电压峰峰值约 2 V,波动较大,在高频段中并不适用,这与前文提到的系统设计要求一致。

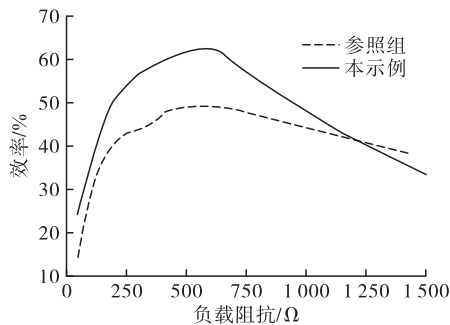


图 10 转换效率仿真结果图

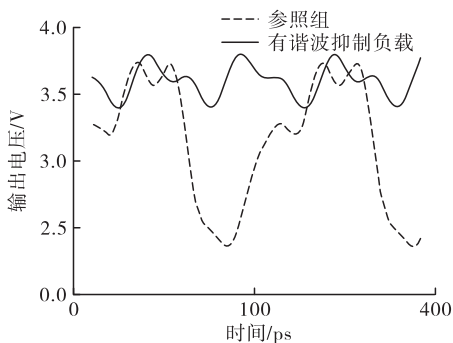


图 9 输出电压仿真结果图

图 10 表示了 2 种电荷泵电路的转换率。其中,具有连续多阶微带谐波抑制结构的电荷泵电路在最佳阻抗匹配 550 Ω 时转换率高达 72.5%,传统电荷泵电路相同条件下的转换率为 59.2%,相同负载阻抗下,具有连续多阶微带谐波抑制结构的电荷泵电路的转换率恒大于传统电荷泵电路的转换率。

### 2.2 实际电路测试结果及分析

测试系统的整体结构见图 11。电路的 4.85 GHz 输入信号由射频信号源 FPGA-AD9361 产生,其精度为 0.1 dB,频率范围为 70~6 000 MHz。输入信号经低噪声放大器放大后输入到定向耦合器中。采用型号为 UPG206 的功率传感器完成对整流电路的输入功率测量,其中 DC 模块可以防止直流分量进入电荷泵电路。负载在 0~1 500 Ω 范围内变化,用电压表测量其输出电压大小,根据式(7)得到电路的转换效率。

$$\eta_r = \frac{P_{DCout}}{P_{RFIn}} \times 100\% = \frac{V_{out}^2}{R_L P_{RFIn}} \times 100\% \quad (7)$$

式中: $P_{DCout}$  表示直流输出功率; $P_{RFIn}$  表示射频输入功率; $V_{out}$  为负载两端的电压; $R_L$  为负载电阻。

本文采用厚度为 0.8 mm、介电常数为 2.55 的 F<sub>4</sub>B 介质基板,选择型号为 HSMS2860 肖特基二极管作为整流二极管,电荷泵的充放电电容为



GRM155R71H104,按仿真中的设计参数生产出电路板并进行焊接,其实物如图 12(a)所示,参照组为传统无谐波抑制负载电荷泵电路,如图 12(b)所示。

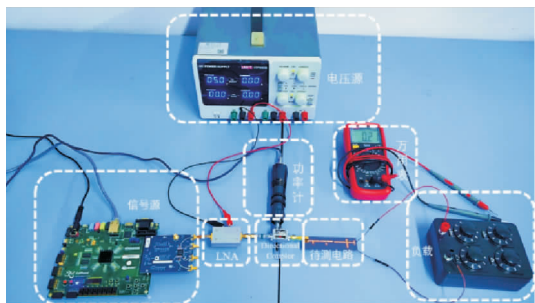


图 11 测试系统

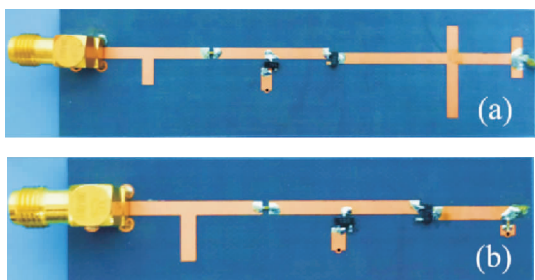


图 12 电荷泵整流电路(a)与参考电路(b)

在功率为 14.8 dBm、频率为 4.85 GHz 的输入条件下,实测电路板的转换效率随负载阻抗的变化曲线对比如图 13 所示,参照电路由于没有谐波抑制负载,当负载阻值在 0~1 500  $\Omega$  范围内变化时,参照电路的实测转换率在 400  $\Omega$  达到最高,仅为 44.1%,远远小于本文所设计的电路;与仿真结果相比,本文所设计的电路仍能在负载阻值大小为 750  $\Omega$  时,获得 61.2% 的电路转换率。与其他文献的性能对比如表 1 所示,可以看出,本文所设计的电路的转换率明显优于文献[9~10]。

表 1 性能对比

方案对比	工作频率/GHz	转换效率/%
文献[9]	1.75/2.45	65.3/54.3
文献[10]	0.917~0.935	53.0
本文设计	4.85	61.2

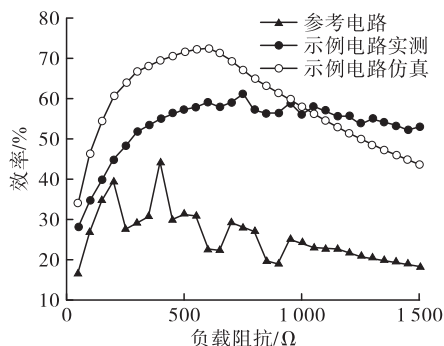


图 13 转换效率随负载变化曲线

### 3 结论

本文为 5G 基站中的无线系统设计了一个工作在 4.85 GHz 的电荷泵整流电路,在二极管 D2 后引入了连续多阶微带谐波抑制结构,该电路具有较高的转换率和较低的二极管功耗。相同条件下,传统电荷泵电路转换率仅为 44.1%,而本文所设计的具有连续多阶微带谐波抑制结构的电荷泵电路转换率可达 72.5%,输出电压的波动小于 0.5 V,实测电路在 14.8 dBm 输入功率、负载为 750  $\Omega$  时,转换效率也能达到 61.2%。相比于传统的整流电路,这种高效率的谐波抑制整流电路更能满足于智慧城市、5G 通信、卫星通信等应用场景的需求。

### 参考文献

- [1] LEE S H, SON M-S. 5.8 GHz 25 W Microwave Wireless Power Transmission System Development and Measurement [J]. Journal of the Semiconductor & Display Technology, 2019, 18(1): 21-24.
- [2] WANG B, ZHU C C, LIAO C Y, et al. Broadband Dual-Polarized Dipole Antenna for LTE/5G Base Station Applications[J]. Electromagnetics, 2020, 40(1): 13-22.
- [3] GANAME H, LIU Y, GHAZZAI H, et al. 5G Base Station Deployment Perspectives in Millimeter Wave Frequencies Using Meta-Heuristic Algorithms[J]. Electronics, 2019, 8(11): 1318.
- [4] 李金城,林航,刘长军. 2.45 GHz 紧凑型微带整流天线阵列 [J/OL]. 应用科技: 1-4. [2021-03-08]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1191.U.20201202.1409.012.html>.
- [5] KORHUMMEL S, KUESTER D G, POPOVIC Z, et al. A Harmonically-Terminated Two-Gram Low-Power Rectenna on a Flexible Substrate [M]. Perugia: IEEE, 2013.
- [6] 胡林,张巧利,赵德双,等. 一种小型化的大功率微波整流电路[J]. 空间电子技术, 2020, 17(2): 104-108.
- [7] 张彪,刘长军,江婉,等. 一种基于肖特基二极管的大功率微波整流电路[J]. 电子学报, 2013, 41(9): 1854-1857.
- [8] GUO J P, ZHU X N. Class F Rectifier RF-DC Conversion Efficiency Analysis [M]. Seattle: IEEE, 2013.
- [9] 周晓萌,郭松涛. 射频能量收集的小型化双频整流天线设计[J]. 重庆大学学报(自然科学版), 2018, 41(11): 66-75.
- [10] 李建坡,赵佳琪,尹月琴,等. 低功率射频能量收集系统设计及优化[J/OL]. 电测与仪表: 1-6. [2021-03-08]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1202.TH.20200824.1531.012.html>.

(编辑:姚树峰)