

基于预失真的 GaN 功率放大器线性化方法研究

申倩伟

(天津大学 电子信息工程学院 天津 300072)

摘要: 射频功放放大信号时的非线性使信号放大后产生失真,严重影响通信系统性能。主要针对射频功率放大器的三阶互调失真优化,提出了一种新型的模拟预失真器。融合了完全匹配的 IMD3 产生器、二次消基频概念,有效地消除了 IMD3 产生器的基频,降低了基频对三次谐波的干扰。电路设计引入了功率推动概念和双环结构,大大优化了 L 频段 GaN 功放的 IMD3 分量,提升功放线性度。使用 ADS2009U1 软件仿真实验证明,在 950 MHz 单音测试下,系统整体效率可达 52.1%。在 945 MHz 和 955 MHz 双音测试下,IMD3 增加了 15 dB。该预失真器实现了在低效率损耗下对线性度的优化。

关键词: 射频功放; 模拟预失真; 效率; 三阶互调

中图分类号: TN830.6 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1010

The research of GaN power amplifier linearization method based on predistortion

Shen Qianwei

(College of Electronic information engineering, Tianjin university, Tianjin 300072, China)

Abstract: The nonlinearity of RF power amplifiers when they amplify signals causes distortion, which makes a negative influence on the performance of the communication systems seriously. To improve the third order intermodulation distortion, a new analog predistortion was introduced. This predistortion used the concept of complete matching IMD3 generator and two times fundamental frequency offsetting, which eliminated the fundamental frequency of IMD3 generator and reduced interference of the fundamental frequency to three harmonics. The circuit used the concept of pushing power and dual-ring structure. It optimized IMD3 of the L frequency range of the GaN amplifier obviously to improve the linearity of amplifier. By using the ADS2009U1 software, in the 950MHz single tone signal testing environment, the experiments show that the PAE of this system reached 52.1%. Furthermore, in the 945 MHz and 955 MHz dual tone signal testing environment, IMD3 gains the improvement of 15 dB. This predistortion realized the optimization of linearity in low efficiency loss.

Keywords: RF power amplifier; analog predistortion; PAE; IMD3

1 引言

大数据时代的到来,对于通信系统的数据传输容量和速率都有了更高的要求^[1]。在如卫星通信、移动通信(3G、4G)等通信系统中,为提高数据传输效率,引入了许多新的调制技术^[2],由于这些新的调制技术产生的信号峰均功率比较高^[3-4],容易受到功率放大器非线性效应影响,大大降低了通信系统的性能。因此,需要提升功放线性度解决该问题^[5]。

现有的功放线性化技术繁多,如功率回退法、前馈法、EER 技术、预失真法等^[6]。功率回退法优化量极小,EER 技术现实中难以实现,而目前广泛使用的前馈技术,由于其有相当一部分功率耗损在辅助功放上,使效率整体拉低。相较之下,模拟预失真综合性能较强,该技术通过在功放前端加上与其非线性特性互补的预失真器使最终输出线性

化。此法效率高、线性度好、易实现、成本却相对较低,适用于要求廉价且容量大的通信系统中^[7]。针对采用新型 GaN 半导体材料^[8]器件的功放优化,介绍了模拟预失真技术双环结构的工作原理,分析了高度匹配的三阶互调产生器及整个预失真器的设计思路,并通过仿真与计算验证该设计对线性度的优化和低的效率损耗。

2 GaN 功率放大器

本次功放采用 Cree 公司的 GaN 高电子迁移率晶体管(HEMT),实现了高效率、高增益的功率放大器,通过直流仿真得到 GaN HEMT 漏极工作电压为 28V。通过调试电感、电容及微带线,实现对输入输出匹配网络的优化,得到单管功率放大器。由于单管功放所承受的输出功率有限,因此将 4 个相同的功放并联起来,将输入信号提高为原来

的 4 倍,保证进入每个单管的功率不变。然后通过 3 dB 功率分配器将输入信号分别送入 4 个功放放大,放大后信号在经过 3 dB 功率合路器作为最终功放组输出。

在 950 MHz 频点处,输入间隔为 10 MHz,输入功率约为 40 dBm 的双音信号,输出端结果如图 8 所示,三阶互调分量约为 21.794 dB。

另外,为衡量功放将电源功率转化为有用射频功率的能力,使用附加效率(PAE)指标表示功放效率,如式(1):

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{supply}} \quad (1)$$

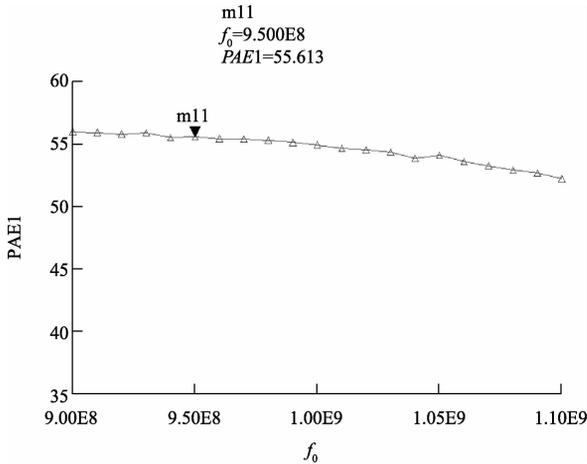


图 1 功放效率

式中: P_{out} 、 P_{in} 、 P_{supply} 分别为输出功率、输入功率和电源消耗的功率。输入频率为 950 MHz,功率为 40 dBm 的单音信号,经测试未加预失真的电路效率为 55.613%,如图 1 所示。

3 模拟预失真

3.1 模拟预失真

模拟预失真采用双环结构^[9],如图 2 所示。输入功率进入功分器后一部分进入 I 支路经过延时,保证与下方经过多个器件的信号群延时一致,然后送入合路器。另一部分功率则进入下方的环,再次经过功率分配,一部分进入 IMD3 产生器,由基频产生了三阶互调分量,而 III 支路的基频则经过移相和衰减后与 II 支路的基频相抵消,环路最终输出份量只有三阶互调分量。如式(2):

$$V_c = V_{II} + V_{III} = A_{II} \cos(\omega_1 t + au) + A_{II} \cos(\omega_2 t + au) + A_{III} \cos(\omega_1 t + ad) + A_{III} \cos(\omega_2 t + a_d) + A_{III} \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + a_d] + A_{III} \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t + a_d] \quad (2)$$

式中: V_{II} 是 II 支路电压分量, V_{III} 是 III 支路电压分量,调节移相器使得 $a_{III} = a_{II} + 180^\circ$,调节衰减器使得 $A_{III} = A_{II}$,主信号被完全抵消,即基频信号分量在这一环路中被完全抵消。此三阶互调分量经过移相和衰减调整至与功放三阶分量相位相差 180° 则可达到优化 IMD3 效果。

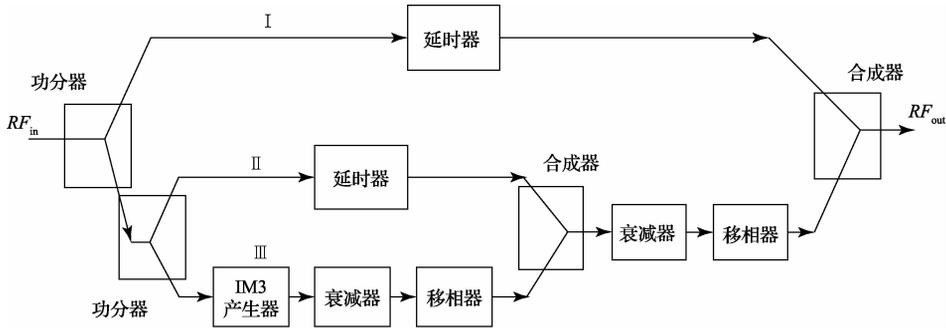


图 2 双环结构

3.2 模拟预失真器

3.2.1 三阶互调产生器

传统的三阶互调产生器采用 T 型衰减网络^[10](见图 3 电阻 $R_1 - R_3$)来完成对输入信号的采样与输出信号的回注,这会导致系统噪声变大和功率效率降低。该电路使用相移分配器代替了衰减网络,避免了以上问题,并创造性的设计了一种高效匹配的三阶互调产生电路,在产生三阶互调分量的同时将基频降到最低,避免了传统产生器下环路基频与上环路基频的相互干扰,从而避免了下环路基频送入功放后对功放增益和线性度的干扰,没有了干扰则可使产生的三次谐波分量更大,优化效果更明显。

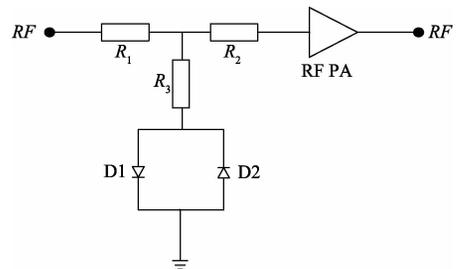


图 3 T 型衰减网络三阶互调产生器

如图 4 所示,该结构主要由相移分配器 Hybrid180、基频消除匹配电路(电容、电感并连部分)和反向并联二

级管组成。反向并联二极管对用来产生三阶互调分量,将二者反向并联目的在于消除二极管对的偶次分量,只留奇次分量,而较高阶奇次分量我们可以不予考虑,只

留下基频和三次谐波分量。在利用 Hybrid180 和匹配电路消除基频,最后只留下三阶互调分量从 IMD3 产生器输出。

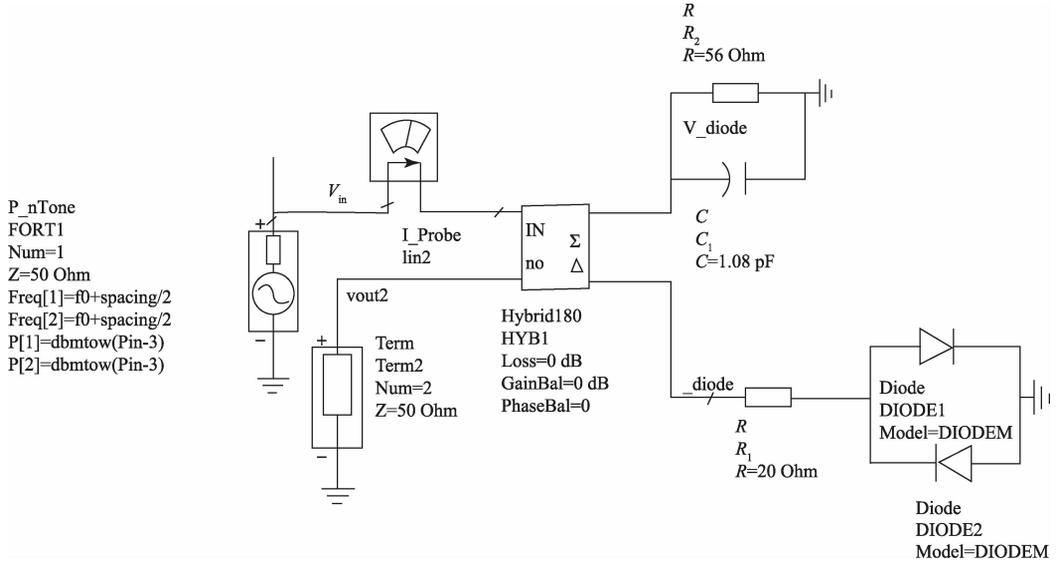


图 4 三阶互调产生器设计原理

若命名相移分配器 Hybrid180 的 0 度输出端为端口 2,二极管对端为端口 3,输入输出端分别为端口 1、4,则端口 2 和 3 的匹配是消除基频的关键,匹配原理如下:

端口 2 反射系数为式(3):

$$\Gamma_2 = \frac{Y_0 - Y_d}{Y_0 + Y_d} \quad (3)$$

端口 3 反射系数为式(4):

$$\Gamma_3 = \frac{Y_0 - Y_{RC}}{Y_0 + Y_{RC}} \quad (4)$$

式中: Y_0 为电桥各端口微带线导纳, Y_d 为 3 端口导纳, Y_{RC} 为消基频电路阻抗。

端口 4 输出式(5):

$$V_{out}(t) = (\Gamma_2 - \Gamma_3)V(t) = K(Y_{RC} - Y_d)V(t) = K(Y_{RC} - Y_1)V(t) - KY_3V^3(t) \quad (5)$$

$Y_{RC} = Y_1$ 时可消去反并联二极管对基频分量只剩三次谐波,如式(6)。

$$V_{out}(t) = -KY_3V^3(t) \quad (6)$$

因此可知 $R \approx 55.8 \Omega, C = 1.08 \text{ pF}$, 通过 3 端口电压电流的测量可得出所需补偿的阻抗,因此串联电阻 $R_1 = 20 \Omega$, 使输入输出端口达到完全匹配。得到基频分量比三阶分量小约 23 dB,如图 5 所示。

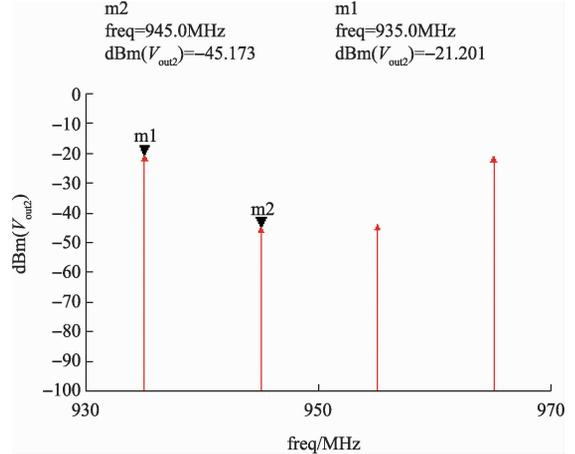


图 5 抵消基频后的三阶互调产生器输出

3.2.2 模拟预失真器的设计

本设计将模拟预失真电路加在功放组之前,通过在输入信号中加入预补偿,将输入信号加入与功放输出三阶互调分量相位相差 180° 的分量来实现输出三阶互调分量的抵消。主要用到了功率分配器与合成器,移向器、延时器与功率放大器等。原理图如图 6 所示。

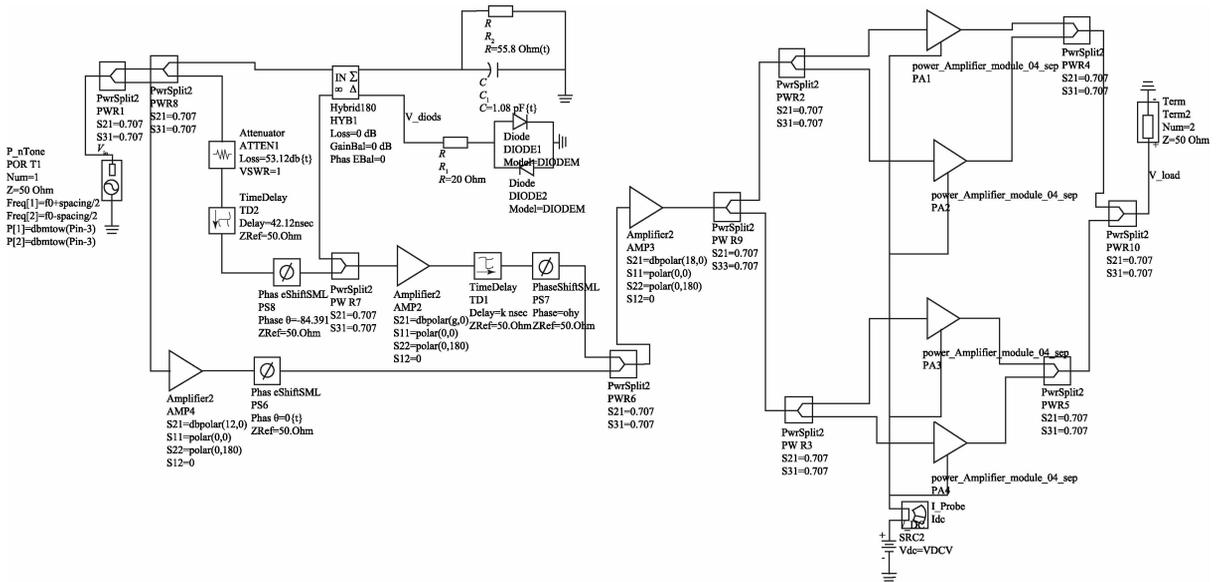


图 6 加入预失真的原理

该结构设计的思想是将模拟预失真的功能与前级驱动的思想相结合,保证在低的输入功率下,达到高的输出功率、效率和最好的线性化水平,在预失真的过程中提高信号功率幅度,整个模拟预失真结构也充当了前级驱动作用。通过输入功率扫描,确定当输入功率达到 16 dBm 左右,三阶互调产生器的三阶分量将几乎不再上升,将其送入功放后可消除的三阶分量也最大。因此该将输入信号送入预失真器中,最下路基频经过幅度放大,上方环路经过再次消基频放大,基频两路信号通过合路产生了带有一定三阶分量的输入信号,送入功放组前端的功率约为 40 dBm,与未加预失真时功放组输入端信号功率大小几乎相同。

该结构采用了二次消基频,传统的双环结构主要依靠上方环路消除基频,而本设计首先通过三阶互调产生器的完全匹配消除一部分基频分量,在通过环形结构二次消基频,使基频分量低于三阶分量多达 45 dBm,如图 7 所示。

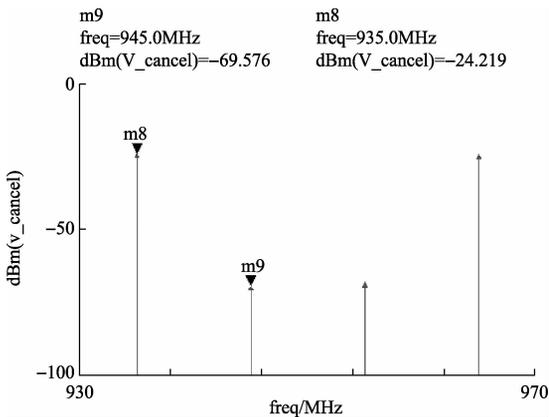


图 7 二次消基频后的三阶互调产生器输出

完全避免了该路基频分量由于相位不符,对最下路基频分量的抵消,及对最后增益及线性度的不良影响。

设计中幅度的调节主要依赖于衰减器与功放,相位的调节分两种,一种通过移向器对不同频率的相位产生相同的改变;另一种通过延时器改善相位不对称问题即群时延的调节,如式(7):

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = -\frac{(\varphi_2 - \varphi_1)\pi/180}{2\pi(f_2 - f_1)} = -\frac{(\varphi_2 - \varphi_1)/180}{2(f_2 - f_1)} \quad (7)$$

最终输出增益保持不变,三阶互调分量变为 36.498 dB,与增加预失真前相比 IMD3 分量改善了 14.704 dB,如图 8 和 9 所示。

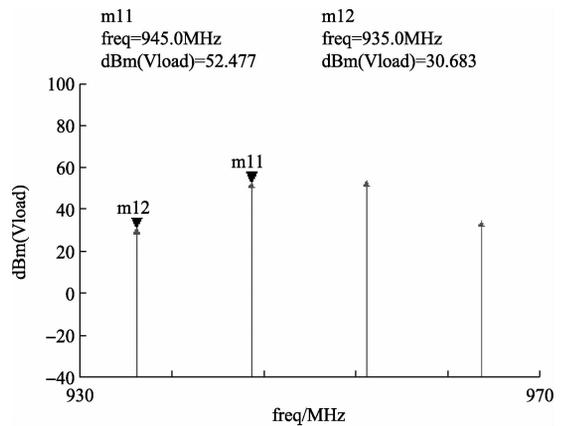


图 8 未加模拟预失真的功放输出

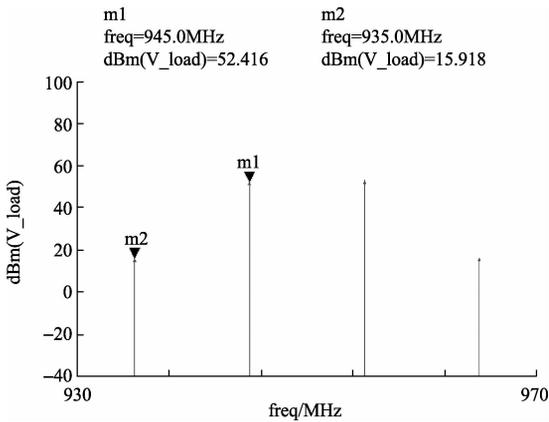


图 9 加入预失真的功放输出

3.2.3 效率测试与分析

利用 ADS 软件仿真,输入频率为 950 MHz,功率为 16 dBm 的单音信号,经 ADS 单音测试效率,可得出加入预失真后的系统效率为 53.951%,仿真软件中直流电源功率部分只计入了末级功放组中 4 个单管功放的直流功率,通过测试结果与计算估计得到末级功放组直流功率为 1051.652 W,ADS 软件并未考虑左端预失真器其他功放所需直流功率,因此,对其实际效率有了以下估算:

据所知,根据功放栅极偏置电压,常用的功放可分为四类^[11],其中 A 类功放效率一般在 50%,B 类功放效率一般在 75%左右^[12],AB 类的效率也在该数量级之内,因此在左端模拟预失真电路中的另外 3 个功放模型均将其效率设为较低的 30%计算。利用 ADS 软件测试可得三个功放的输入输出功率,然后计算出所需直流功率分别为表 1 所示。

表 1 功率估算

功放	输入功率/W	输出功率/W	直流功率/W
功放 1	0	0.001 5	0.005
功放 2	0.019 9	3.138 4	10.446
功放 3	0.138 4	7.870 5	25.774

3 个功放加入的直流分量共计 36.225 W,则整个系统效率变为 52.139%,由于预失真器加入的直流分量 36.225 W 与原直流分量 1051.652 W 相比极小,对整体电路的效率损耗影响不大,因此本设计保证了效率。而应用成熟的前馈法^[13],因其采用产生的三阶互调信号用以补偿主功放的输出分量,而不是补偿输入,导致该信号功率很大,需要用到一个大功率的辅助功放,由于该功放直流分量的数量级与主功放是相同的,因此整体效率会大大降低。

4 结 论

本文研究了针对高频段、高增益、大功率的 GaN 功率

放大器的线性化方法,使用了模拟预失真技术。预失真器融合了前级驱动思想,不仅具有线性化作用并且可以达到推动功率的效果,运用了高度匹配的三阶互调产生器及二次消基频概念,将反相位基频的影响消除。与其他线性化方法相比,大大降低了效率损耗。950 MHz 单音测试下,系统整体效率可达 52.1%。945 MHz 和 955 MHz 双音测试下,IMD3 增加了 15 dB。

参考文献

- [1] 苟元潇,傅佳辉,林茂六,等.基于矢量测量的射频微波器件非线性参数化行为建模技术评述[J].仪器仪表学报,2013,34(6):1319-1329.
- [2] 李少岚,延波.采用二极管的模拟预失真毫米波功放线性化器[J].微波学报,2013,28(1):87-90.
- [3] 孙煜,吴晓芳.降峰均比技术在 WCDMA 技术中的应用[J].电子测量技术,2011,34(5):12-14.
- [4] 杜金才,姚伟,余家家.A-Doherty 功率放大器的仿真设计[J].电子测量技术,2011,34(5):18-21.
- [5] 菊卫东,汪蕾,王宇明.星用 S 频段 20W 高增益线性化功率放大器的研究[J].电子测量与仪器学报,2014,28(8):850-856.
- [6] 刘洁,胡波雄,王刚,等.一种两支路行波管预失真线性化电路[J].电子测量技术,2014,37(4):12-32.
- [7] 陈欣鹏,周东方,屠振.采用二极管的模拟预失真行波管线性化器[J].信息工程大学学报,2013,14(2):62-66.
- [8] 曹韬,刘友江,曾荣,等.S 波段高效 GaN 逆 E 类功率放大器[J].微波学报,2011,27(4):49-56.
- [9] 谭萍.高线性功率放大器的线性化技术[J].科技广场,2012(1):195-198.
- [10] 高子阳.高效率高线性度射频功率放大器的研究与设计[D].西安:电子科技大学,2012.
- [11] 刘青,戴佩.便携式 D 类音频功率放大器的设计与实现[J].国外电子测量技术,2013,32(10):38-41.
- [12] 完颜斐俊. Doherty 技术的应用及性能分析[J].电子测量技术,2012,35(2):72-75.
- [13] ABUELMA'ATTI M T, ABUELMAATTI A M T, YEUNG T, et al. Linearization of GaN power amplifier using feedforward and predistortion techniques[C]//2011 3rd Asia Symposium on Quality Electronic Design (ASQED). IEEE, 2011: 282-287.

作者简介

申倩伟,在读硕士研究生。主要研究方向为射频功率放大器、功率放大器线性化技术等。

E-mail:sqw1222@tju.edu.cn