

DOI: 10.7667/PSPC161386

面向配电网通信的光载无线系统线性度的研究

孙家可¹, 杜科²

(1. School of Engineering & Applied Science, Washington University in St. Louis, St. Louis, MO 63105, USA;

2. 北京博电新力电气股份有限公司, 北京 100176)

摘要: 光载无线(RoF)通信技术中的光电转换非线性问题限制了 RoF 系统传输信号的功率。为降低这种非线性, 在前人研究的基础上, 探讨了如何能够有效抑制由于调制器本身产生的非线性引起的三阶交调失真, 从而获得更好的线性度。首先, 提出了实现 RoF 结构的基本方案, 由于调制器严重的非线性, 系统的线性度十分不理想, 最终获得的无杂散动态范围(SFDR)仅能达到 $111.32 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 。随后, 在基本方案的基础上提出了改进方案。此方案增加了一个马赫-曾德尔调制器和一个移相器以产生一个未调制的光载波信号, 目的是使此信号产生的三阶交调项在移相器的作用下实现与被调制光信号产生的三阶产物相抵消, 以提高系统的线性度。在改进后的方案下, 最终得到的无杂散动态范围(SFDR)能够达到 $121.8 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$, 比基本方案的 SFDR 提高了 $10.48 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$, 成功地优化了系统的线性度。

关键词: 配电网; 光载无线系统; 非线性失真; 马赫-曾德尔调制器; 无杂散动态范围

Research on the linearity of radio-over-fiber system for distribution network communication

SUN Jiakel¹, DU Ke²

(1. School of Engineering & Applied Science, Washington University in St. Louis, St. Louis, MO 63105, USA;

2. Ponovo Power Co., Ltd., Beijing 100176, China)

Abstract: The nonlinearity in conversion between electric signal and light signal will make terrible effect on the performance of radio-over-fiber (RoF) system. As a result, how to decrease the nonlinearity and improve the performance of the link becomes the focal point. Based on the former researches, this paper aims at studying the method to inhibit the third order inter-modulation distortion (IMD3), caused by the nonlinearity of the modulator, and then to get higher linearity of the system. Firstly, the basic plan to achieve RoF system is proposed. The linearity of the system is not good resulting from the serious nonlinear distortion of the modulator, and the result shows that Spurious free dynamic range (SFDR) of this plan can only reach $111.32 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$. Based on the first plan, an improved scheme is proposed. In order to improve the linearity, this scheme adds a Mach-Zehnder Modulator (MZM) and a phase shifter to generate an unmodulated optical carrier, so the main carrier from the unmodulated signal and the main carrier caused by the modulated signal can inhibit each other. Under this plan, SFDR can reach $121.8 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$. The experimental results show that SFDR of the second scheme is $10.48 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ higher than that of the basic one and the linearity of the system has been improved successfully.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 61405142).

Key words: distribution network; radio over fiber system; nonlinear distortion; Mach-Zehnder modulator; spurious free dynamic range

0 引言

基于中国快速发展的经济需求以及能源可持续发展的内在动力, 中国在“十二五”规划中明确了

建设智能电网的发展战略目标。目前中国已经建设了世界上电压等级最高、规模最大的智能电网, 并通过载波、光缆等多种通信手段构建起电网中立体交叉的通信网络。智能电网中, 配电环节比发电环节更容易受到外界环境的影响而发生故障, 这其中既包括自然环境的影响, 也包括人为进行的损坏,

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61405142)

所以在配电运维领域, 实时有效的通信能力就更显得尤为重要。近年来, 宽带通信和无线通信结合而来的光载无线通信技术(Radio over Fiber, RoF)成为了大家关注的重点^[1-2]。光载无线系统是实现光无线融合网络的重要技术手段, 也是解决无线接入技术所面临的带宽危机与能耗危机的有效途径之一^[3]。光载无线通信技术以其迅速部署、不受地面限制等特点在电力系统通信建设中不断得到推广和应用, 并逐步承载起包括远程网络抄表、负荷管理、配变监测等输配电环节核心通信业务。充分利用现有通信领域的先进技术, 实现通信的技术创新和应用创新, 必将影响我国智能电网能否实现电力系统清洁、高效、安全、可靠的目标^[4-6]。

然而, 光载无线通信技术中的光电转换非线性问题限制了光载无线系统传输信号的功率。RoF系统中的非线性失真会严重影响系统的性能, 尤其是因为调制方式引起的非线性失真是难以消除的。为了评价一个链路或是系统的性能, 也就是线性度的好坏, 通常使用无杂散动态范围(SFDR)作为判断依据。因此, 如何提高 SFDR 便成为改善链路性能的关键。

用来实现更大的动态范围, 也就是抑制 RoF 非线性的方法有很多, 比如新型线性调制器法、预失真法、前馈法等^[7]。其中, 有很多方案是通过提高马赫-曾德尔调制器(MZM)的线性度来提高动态范围。研究较早的用来提高 MZM 线性度的技术有双信号调制、双偏振调制、MZM 级联, 以及基于微环谐振器的 MZM 等方案^[8-10], 以此来抑制三阶交调失真(IMD3)所带来的影响。近年来, 研究工作取得了新的进展, 例如, 清华大学的郑小平等人采用单信号驱动的双平行马赫-曾德尔调制器实现载波相位偏移技术抑制 IMD3, SFDR 可以达到 $122.9 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ ^[11]。邓磊在其发表的两篇文章中分别采用双平行的马赫-曾德尔调制器(DPMZM)^[12]和偏振独立的 MZM^[13]来抑制电光调制器的 IMD3 以提高光载无线系统的动态范围。

本文在前人研究的基础上, 探讨了如何能够有效地抑制由于调制器本身产生的非线性引起的三阶交调失真, 从而获得更好的线性度。

1 RoF 系统的理论基础

1.1 RoF 系统的构成

RoF 系统主要包括中心站(CS)、光链路、基站(BS)和终端用户这四个部分, 如图 1 所示^[2]。载波信号在中心站被调制到光载波上, 通过光纤传播后的信号再经基站进行光电转换, 最后经过天线发送至

终端用户。因此, 基站只需进行简单的光电转换而不需进行复杂的毫米波信号处理, 大大简化了基站设计, 进一步优化了通信网络的结构, 使通信系统的空间得到了扩展。

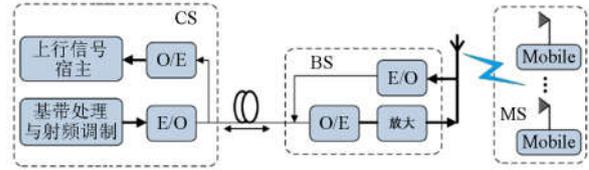


图 1 RoF 系统的构成

Fig. 1 Structure of RoF system

1.2 理论分析

在 RoF 系统中, 将模拟信号调制到光波上的电光调制过程分为直接调制(Direct Modulation)和外调制(External Modulation)两类^[14]。本文主要讨论了因外调制而产生的非线性失真现象。RoF 系统的外调制原理如图 2 所示。

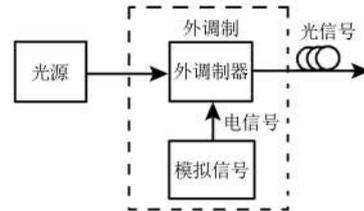


图 2 RoF 系统的外调制原理图

Fig. 2 Schematic diagram of external modulation in RoF system

目前, 最为流行的外调制器是马赫-曾德尔(Mach-Zehnder)型干涉仪, 也是本文在仿真实验中选取的外调制器, 马赫-曾德尔调制器的内部结构如图 3 所示。

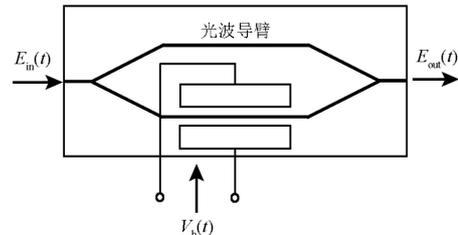


图 3 马赫-曾德尔调制器的内部结构

Fig.3 Internal structure of Mach-Zehnder modulator

在调制过程中, 系统会产生谐波失真与交调失真两种非线性失真。其中谐波失真可以通过增加一个滤波器的方法简单地消除这一类失真。因此, 本文主要讨论如何解决由交调失真引起的非线性。

通常采用双音信号来描述系统的交调失真。在非线性器件或网络模型中, 输入信号为 v_i , 输出信号为 v_o 。通常条件下, 非线性网络的输出信号 v_o 可

以用输入电压的泰勒级数展开表示^[2]:

$$v_o = a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \dots \quad (1)$$

假设输入信号为两个相近的频率分量 ω_1 和 ω_2 ,

$$\begin{aligned} V_o = & a_0 + a_1 V(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + a_2 V^2 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^2 + a_3 V^3 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^3 + \dots = \\ & a_0 + a_1 V \cos \omega_1 t + \frac{1}{2} a_2 V^2 (1 + \cos 2\omega_1 t) + \frac{1}{2} a_2 V^2 (1 + \cos 2\omega_2 t) + a_2 V^2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t + \\ & a_2 V^2 \cos(\omega_1 + \omega_2) t + a_3 V^3 \left(\frac{3}{4} \cos \omega_1 t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_1 t \right) + a_3 V^3 \left(\frac{3}{4} \cos \omega_2 t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_2 t \right) + \\ & a_3 V^3 \left[\frac{3}{2} \cos \omega_2 t + \frac{3}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2) t + \frac{3}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2) t \right] + \\ & a_3 V^3 \left[\frac{3}{2} \cos \omega_1 t + \frac{3}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1) t + \frac{3}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1) t \right] + \dots \end{aligned} \quad (3)$$

由式(3)可以看出, 输出信号除了包含基波信号 (ω_1 和 ω_2) 以外, 还含有直流分量和二次、三次等高次谐波分量, 更严重的是, 产生了以下形式的频率成分: $m\omega_1 + n\omega_2$, $m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$ 。 m, n 不为 0 的频率分量叫作交调产物。其中, 将交调产物的阶数定义为 $|m| + |n|$ 。

在二阶和三阶交调产物中, $\omega_1 + \omega_2$ 、 $\omega_1 - \omega_2$ 、 $2\omega_1 + \omega_2$ 、 $\omega_1 + 2\omega_2$ 这些频率分量距离基波信号 ω_1 和 ω_2 比较远, 可用滤波器滤除。而对于 $2\omega_1 - \omega_2$ 和 $2\omega_2 - \omega_1$ 的频率项, 由于它们与基波信号频率非常接近, 用滤波器很难滤除, 最终会造成输出信号的失真, 这种效应被称为三阶交调失真(IMD3)。交调失真会对 RoF 系统的线性产生十分严重的影响, 大大降低系统的线性度。

为了确定一个系统线性度的好坏, 我们选择 SFDR 作为参数指标。SFDR 给出了链路或者系统正常工作的范围大小, 本文进行仿真模拟的主要目标是如何提高 SFDR 的数值。

随着输入电压的不断增大, 上述三阶交调项的影响也会随之增大, 并且三阶项的增长与 V 的三次方增长成正比。当输入电功率增长到一定程度时, 输出端的三阶交调产物的功率将等于甚至会超过原来基波信号的功率, 如图 4 所示^[2]。

由图 4 可见, 一阶产物的输出功率与射频信号的输入功率成正比, 直线斜率为 1, 而三阶产物的直线斜率为 3。系数 $a_3 V^3$ 的一阶项和三阶项会对原来基波信号产生削减, 这种效应叫作增益压缩(Gain Compression)或者饱和压缩(Saturation)。产生这种效应的原因是通常情况下, a_3 的系数为负值, 因此对于较大的 V , 系统增益将呈下降趋势。在这里, 可以用虚线表示一阶和三阶产物的理想相应延长线, 因为两条直线的斜率相异, 故两者会相交并产生一

且它们的功率相同, 那么

$$v_i = V(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \quad (2)$$

将式(2)代入式(1), 可以得到泰勒级数展开:

个交点, 这两条直线的交点被称为三阶截止点, 由 IP_3 表示。

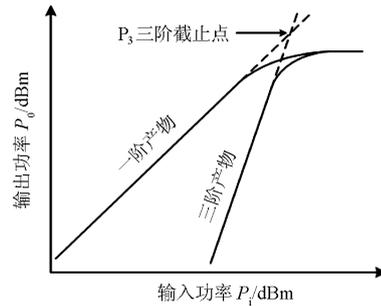


图 4 三阶截止点

Fig. 4 Third-order intercept point

在引入无杂散动态范围的概念后, 对数形式的三阶 SFDR 可以表示为

$$SFDR_3 \left(\text{dB} \cdot \text{Hz}^{\frac{2}{3}} \right) = \frac{2}{3} [IIP3 - NF - kT] \quad (4)$$

我们可以将所用的性能参数综合表示在一张图上, 如图 5 所示^[2]。

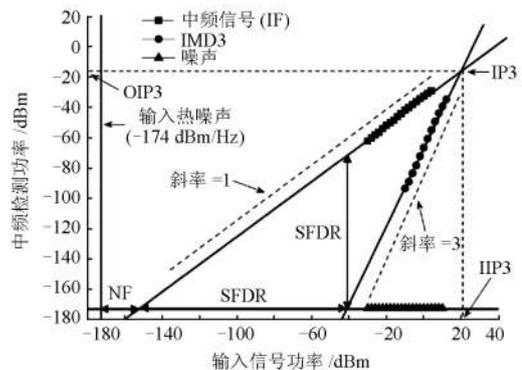


图 5 链路性能参数图

Fig. 5 Performance parameter diagram of link

因此, 本次研究的主要目标就是如何使图 5 中的 SFDR 达到最大值, 以提高系统线性度, 从而改善链路性能。

2 仿真实验

2.1 基本方案

基本方案采用的电路如图 6 所示。仿真实验中,

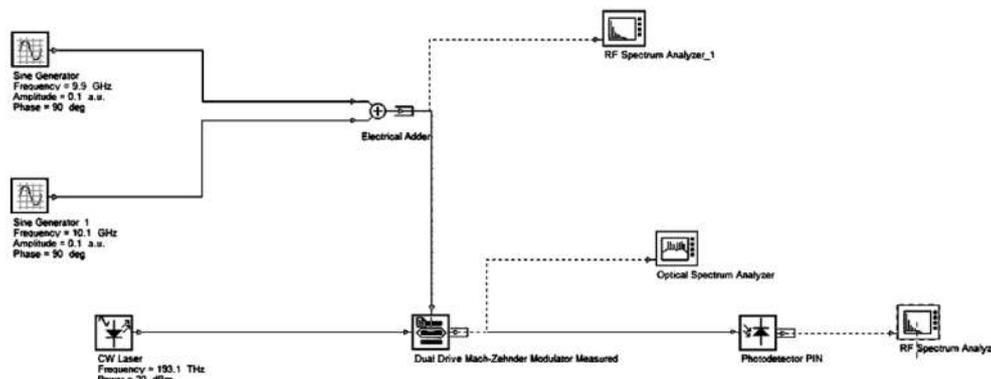


图 6 基本方案的电路

Fig. 6 Circuit in basic scheme

表 1 基本方案的数据

Table 1 Data in basic scheme

振幅/a.u.	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6
3 阶项功率/dBm	-53.503 3	-41.489 8	-32.084 4	-25.686 6	-20.683 8	-16.858 6
1 阶项功率/dBm	-14.865 5	-9.331 6	-6.547 69	-5.028 69	-4.386 55	-4.453 87
输入功率/dBm	6.989 7	13.010 1	16.532 1	19.030 9	20.969 1	22.552 7
振幅/a.u.	0.7	0.8	1.0	1.2	1.4	1.6
3 阶项功率/dBm	-14.064 3	-11.928 6	-9.108 94	-8.051 09	-8.702 68	-10.769 5
1 阶项功率/dBm	-5.110 7	-6.386 51	-11.551	-14.246 5	-18.607 5	-27.976 2
输入功率/dBm	23.891 7	25.051 5	26.989 7	28.573 3	29.912 3	31.072 1

由表 1 可见, 当输入信号振幅在 0.1~0.5 a.u. 时, 输入功率和输出功率基本呈线性关系, 故我们可以选取这一段数据进行直线拟合, 而在振幅大于 0.5 a.u. 时则可以采取高次多项式的曲线拟合。

输入功率与一阶、三阶项输出功率的关系如图 7 所示。其中, 系统的底噪取 -160 dBm。

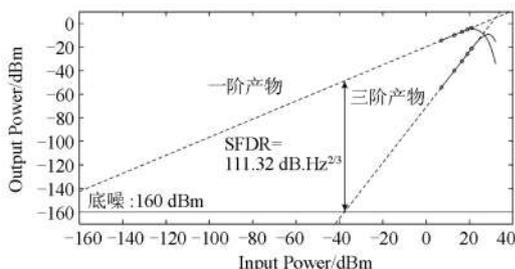


图 7 基本方案的 SFDR

Fig. 7 SFDR in basic scheme

本文采取了 Optisystem 仿真软件进行模拟。在实验中, 我们分别选择了频率为 9.9 GHz 和 10.1 GHz 的正弦信号作为双音调试信号。

本文对双音调试信号的振幅在 0.1 a.u. 到 1.6 a.u. 中进行了分段选取, 所得数据如表 1 所示。

由图 7 可见, 系统在输入功率小于 20.969 1 dBm 的时候线性度很高, 而功率超过 20.969 1 dBm 时非线性失真就显得十分严重了。根据前一章的理论分析, 将系统线性部分数据作延长线, 使描述三阶分量的直线与描述底噪的直线相交, 便可以读出此系统的 SFDR, 为 $111.32 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 。由此可见, 基本结构下的 RoF 系统的线性度较低, SFDR 并没有达到非常理想的水平。

2.2 改进方案

在基本结构中, 由于马赫-曾德尔调制器自身具有的非线性传输特性, 产生了较强的三阶交调失真, 大幅限制了链路的动态范围。为了对 RoF 系统的非线性失真进行抑制, 本文在基本结构的基础上, 提出了改进结构, 该结构参考了文献[15]中的 SD-DPMZ 结构并做出了一些改变。在改进结构中, 增加了一

一个马赫-曾德尔调制器和一个移相器以产生一个未经双音测试信号调制的光载波信号，目的是使此信号产生的主载波在移相器的作用下实现与被调制光信号产生的主载波相抑制，以提高系统的线性度。

在改进方案的仿真中，电路如图 8 所示。

我们依旧对双音调试信号的振幅在 0.1 a.u.到 1.6 a.u.中进行分段选取，所得数据如表 2 所示。

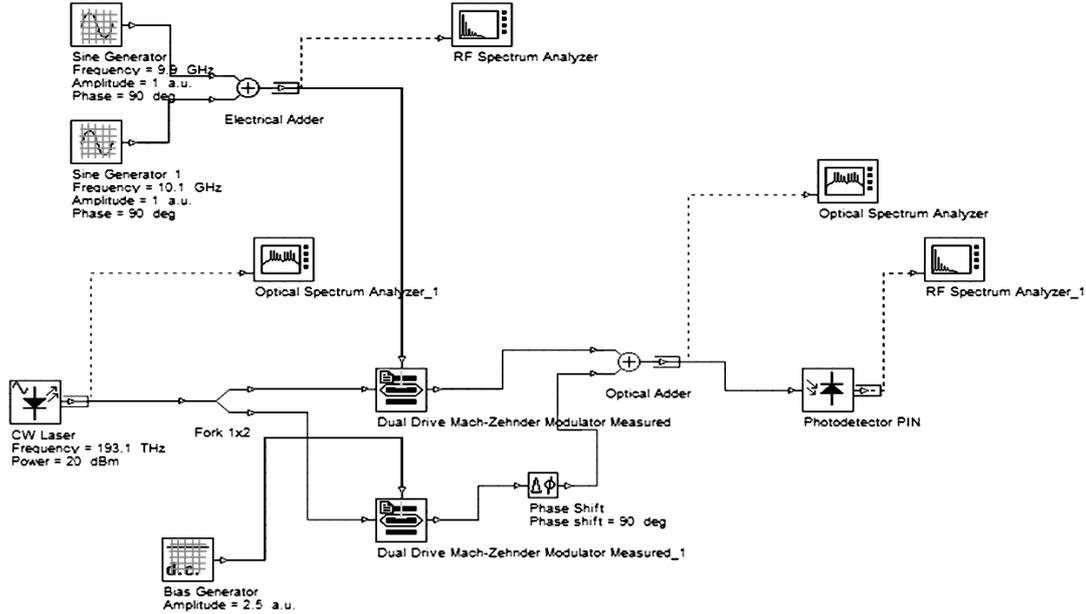


图 8 改进方案的电路

Fig. 8 Circuit in improved scheme

表 2 改进方案的数据

Table 2 Data in improved scheme

振幅/a.u.	0.1	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4
3 阶项功率/dBm	-67.312 6	-54.574 3	-42.645 2	-36.048	-31.297 5	-27.686 3
1 阶项功率/dBm	-14.307 1	8.327 48	-6.558 14	-5.220 78	-4.197 5	-3.407 74
输入功率/dBm	6.989 7	13.010 1	14.948 5	16.532 1	17.871 1	19.030 9
振幅/a.u.	0.5	0.6	0.7	0.8	1.0	1.2
3 阶项功率/dBm	-22.036 7	-17.676 8	-14.737 2	-12.291 5	-8.535 95	-6.756 86
1 阶项功率/dBm	-2.391 1	-2.013 26	-2.037 05	-2.500 2	-4.993 08	-9.705 24
输入功率/dBm	20.969 1	22.552 7	23.891 7	25.051 5	26.989 7	28.573 3
振幅/a.u.	1.4	1.6				
3 阶项功率/dBm	-7.325 6	-9.769 5				
1 阶项功率/dBm	-14.662 4	-16.224 3				
输入功率/dBm	29.912 3	31.072 1				

由表 2 可见，当输入信号振幅在 0.1~0.4 a.u.时，输入功率和输出功率基本呈线性关系，因此我们选取这一段数据进行直线拟合；在振幅大于 0.4 a.u.时则可以采取高次多项式的曲线拟合。

根据表 2 数据可以得到输入功率与一阶、三阶项输出功率的关系，如图 9 所示，其中，系统的底噪依然取-160 dBm。

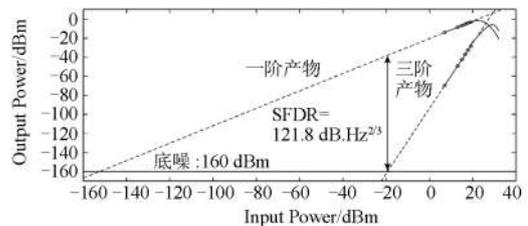


图 9 改进方案的 SFDR

Fig. 9 SFDR in improved scheme

由图 9 可见, 系统线性度较高的范围大致在输入功率为 19.030 9 dBm 之前, 大于 19.030 9 dBm 后线性度较差。在改进方案下, 系统的 SFDR 可以达到 $121.8 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$, 较基本方案中的 $111.32 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 提高了 $10.48 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 。可见, 由于调制器本身产生的三阶交调失真通过改进电路结构得到了明显的抑制。

下面简要说明偏置电压发生器的电压和移相器的相位为何要这样取值。根据控制变量的方法, 我们首先保持电压一定, 改变相位。设定电压为 1 a.u., 调整相位后得到的数据如表 3 所示。由表 3 可见, 当电压一定时, 偏移相位为 90° 时可以达到最大 SFDR。

表 3 固定电压, 改变相位的 SFDR

Table 3 SFDR with fixed voltage and different phase

相位	45°	60°	90°	110°	150°
SFDR/dB·Hz ^{2/3}	107.34	108.56	109.18	108.97	108.45

接下来, 我们保持偏移相位为 90° , 改变电压, 可以得到相应数据, 如表 4 所示。由表 4 可见, 当偏移相位一定时, 电压取 2.5 a.u. 时可以获得最大 SFDR。

表 4 固定相位, 改变电压的 SFDR

Table 4 SFDR with fixed phase and different voltage

电压/a.u.	0.5	1.0	1.5	2.0	2.3
SFDR/dB·Hz ^{2/3}	107.12	109.18	113.92	118.66	120.86
电压/a.u.	2.5	2.8	3.5	4.0	
SFDR/dB·Hz ^{2/3}	121.80	120.08	115.38	111.14	

综合以上数据, 可以得出如下结论: 当偏置电压取 2.5 a.u., 偏移相位取 90° 时, 系统的 SFDR 取得最大值 $121.8 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$, 线性度最佳。

3 结论

我国的配电网是一种分布式网络结构, 网络复杂, 具有通信点多、分布分散、单个通信点信息量少、通信设备工作环境差等特点, 单一的通信方式包括光纤通信方式无法满足配用电侧的所有通信需求。因此需要更深入地研究无线通信技术与光通信复合组网技术。

本文通过研究并提出了抑制配网通信光载无线系统中调制器本身产生的非线性引起的三阶交调失真的改进方法, 实现了更好的系统线性度。在衡量系统线性度的指标选取上, 本文采用了 SFDR 作为判断依据, 在理论分析的基础上, 本文提出了两种方案, 并用 Optisystem 软件进行了实验仿真。

1) 阐述了实现 RoF 结构的基本方案, 电路中仅

用了一个马赫-曾德尔调制器。由于调制器严重的非线性, 系统的线性度也随之变得较差。最终获得的 SFDR 仅能达到 $111.32 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 。

2) 在改进方案中, 我们增加了一个马赫-曾德尔调制器和一个移相器以产生一个未经双音测试信号调制的光载波信号, 目的是使此信号产生的主载波在移相器的作用下实现与被调制光信号产生的主载波相抑制, 以提高系统的线性度。在这种方案下, 最终得到的 SFDR 能够达到 $121.8 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 。比未改进的方案提高了 $10.48 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$, 成功地优化了系统的线性度。

3) 本文基于 RoF 系统的相关知识和电路的基本原理对 RoF 基本结构的电路实现提出了基本方案以及改进方案, 成功提高了系统的 SFDR, 从而对其线性度进行了优化。不过, 这些仿真仅仅是用仿真软件完成的, 缺少实际实验数据的支持。在今后的研究中, 可以采用实际的器件对上述两种方案进行实现, 并得到真实的实验数据与理论仿真数据进行对照, 进一步探讨所提出方案的可行性。

参考文献

- [1] 任铁铁. RoF 链路中马赫—曾德尔电光调制器偏置点控制技术[D]. 杭州: 浙江大学, 2013.
REN Tietie. Bias control of Mach-Zehnder electro-optic modulator in RoF links[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2013.
- [2] 张红芹. 高线性光载无线系统及其频率变换技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2014.
ZHANG Hongqin. Research on highly linear radio-over-fiber system and frequency conversion[D]. Xi'an: Xidian University, 2014.
- [3] 孙小强. 光载无线系统中的射频光传输及调控技术研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2012.
SUN Xiaoliang. Research on RF-optic transmission and operation technologies in radio-over-fiber systems[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2012.
- [4] 汪强, 徐小兰, 张剑. 一种新的智能变电站通信业务安全隔离技术的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(13): 139-144.
WANG Qiang, XU Xiaolan, ZHANG Jian. A new method of smart substation communication service security isolation technology[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(13): 139-144.
- [5] 高志远, 姚建国, 郭昆亚, 等. 智能电网对智慧城市的支撑作用研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(11): 148-153.

- GAO Zhiyuan, YAO Jianguo, GUO Kunya, et al. Study on the supporting role of smart grid to the construction of smart city[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(11): 148-153.
- [6] 高志远, 严春华, 郭昆亚, 等. 智能电网与智慧城市业务互动研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(2): 65-73.
- GAO Zhiyuan, YAN Chunhua, GUO Kunya, et al. Research on interactive operation between smart grid and smart city[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(2): 65-73.
- [7] 王文浩. 基于前馈法的 RoF 三阶交调失真抑制技术研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2013.
- WANG Wenhao. Suppression of 3 rd-order intermodulation distortion in RoF based on feedforward method[D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2013.
- [8] CHIU Y, JALALI B, GARNER S, et al. Broad-band electronic linearizer for externally modulated analog fiber-optic links[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 1999, 11(1): 48-50.
- [9] ACKERMAN E I. Broad-band linearization of a Mach-Zehnder electrooptic modulator[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1999, 47(12): 2271-2279.
- [10] JOHNSON L M, ROUSSELL H V. Reduction of intermodulation distortion in interferometric optical modulators[J]. Optics Letters, 1988, 13(10): 928-930.
- [11] 张国强, 李尚远, 郑小平. 光载无线系统中的线性化技术[J]. 中兴通讯技术, 2012, 18(5): 7-26.
- ZHANG Guoqiang, LI Shangyuan, ZHENG Xiaoping. Linearization techniques in radio-over-fiber systems[J]. ZTE Technology Journal, 2012, 18(5): 7-26.
- [12] DENG Lei, PANG Xiaodan, ZHAO Ying, et al. 2x2 MIMO-OFDM Gigabit fiber-wireless access system based on polarization division multiplexed WDM-PON[J]. Optics Express, 2012, 20(4): 4369-4375.
- [13] DENG Lei, BELTRAN M, PANG Xiaodan, et al. Fiber wireless transmission of 8.3-Gb/s/ch QPSK-OFDM signals in 75-110-GHz band[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2012, 24(5): 383-385.
- [14] 徐坤, 李建强. 面向宽带无线接入的光载无线系统[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009: 44-47.
- [15] LI Shangyuan, ZHENG Xiaoping, ZHANG Hanyi, et al. Highly linear radio-over-fiber system incorporating a single-drive dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2010, 22(24): 1775-1777.

收稿日期: 2016-08-25; 修回日期: 2016-11-06

作者简介:

孙家可(1993-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为通信工程; E-mail: sjk2000@126.com

杜科(1977-), 男, 博士, 高级工程师, 主要研究方向为电力系统自动化。E-mail: duk@ponovo.cn

(编辑 魏小丽)