

doi: 10. 3788/gzxb20154403. 0323001

行波光电器件级联阵列输出功率合成研究

文化锋¹, 聂秋华¹, 刘太君¹, 徐铁峰¹, 应祥岳¹, CLARK Kevin², LI Ying-feng³

(1 宁波大学 信息科学与工程学院, 浙江 宁波 315211)

(2 Intelligent Epitaxy Technology, 1250 E Collins Blvd, Richardson, TX 75081, USA)

(3 Atech Systems, 6110 W. Highway 290, Austin, TX 78735, USA)

摘 要: 针对未来光载无线通信所需的高功率、大带宽的光电探测器, 提出了一种行波光电器件级联阵列功率合成电路. 先将行波光电器件级联, 再按照阵列式结构将多组级联的光电二极管组合起来, 实现射频功率合成, 以获得高功率、大带宽的射频信号. 采用 EDA 工具, 对该光电转换射频功率合成电路进行仿真模拟. 仿真结果表明, 该功率合成电路可以有效地将各光电二极管的射频输出信号进行功率合成, 功率合成后的信号带宽显著增加, 仿真结果与理论分析完全一致. 此外, 电路分析表明, 增加该功率合成电路中的高阻微带线的特性阻抗可以有效提高其输出射频信号的带宽.

关键词: 行波; 级联阵列; 功率合成; 光电二极管; 光电转换

中图分类号: TN29; O453

文献标识码: A

文章编号: 1004-421(2015)03-0323001-5

Studying of Output Power Combining for Cascaded Travelling-wave Photodiode Arrays

WEN Hua-feng¹, NIE Qiu-hua¹, LIU Tai-jun¹, XU Tie-feng¹,

YING Xiang-yue¹, CLARK Kevin², LI Ying-feng³

(1 College of Information Science and Engineering, Ningbo University, Ningbo, Zhejiang 315211, China)

(2 Intelligent Epitaxy Technology, 1250 E Collins Blvd, Richardson, TX 75081, USA)

(3 Atech Systems, 6110 W. Highway 290, Austin, TX 78735, USA)

Abstract: In order to fabricate the high-power high-bandwidth photodetector for radio-over-fiber communication, a optical-to-electrical conversion circuit of cascaded traveling-wave detector arrays for power combining was proposed. Traveling-wave photodiodes were cascaded and connected with inductors based on the structure of traveling-wave detector arrays to obtain high-power high-bandwidth radio frequency signals. The optical-to-electrical conversion circuit was simulated with EDA tools. The simulation results show that the circuit combines the signals of the cascaded photodiodes effectively, which makes the bandwidth increase significantly. The results agree well with the theoretical analysis. In addition, circuits analysis indicates that the frequency bandwidth of the RF signal increases effectively as the characteristic impedance increases.

Key words: Travelling wave; CTWDA; Power combining; photodiode; Optical-to-electrical conversion

OCIS Codes: 230.7020; 230.5170; 230.5160; 230.0040; 0230.0250

0 引言

在光载无线通信(Radio Over Fiber, ROF)系统中, 光电探测器作为关键器件, 作用是将光信号转换成电信号. 高功率、大带宽的光电探测器不仅可以改善

ROF 系统的性能, 而且可以改变其系统结构, 取消毫米波功率放大器, 实现全光系统. 为满足未来通信系统的需求, 研究设计优异性能的光电探测器是必不可少的.

针对高功率、大带宽的光电二极管的研究已经比

基金项目: 国家自然科学基金(No. 61371061)、浙江省自然科学基金(No. LY12F01010)和宁波市自然科学基金(No. 2013A610123)资助

第一作者: 文化锋(1963-), 男, 副教授, 硕士, 主要研究方向为光载无线通信. Email: wenhuafeng@nbu.edu.cn

收稿日期: 2014-08-23; **录用日期:** 2014-01-28

<http://www.photon.ac.cn>

较深入,例如对单向运动载流子光二极管(Uni-Traveling-Carrier PhotoDiode, UTC-PD)的研究等^[1].然而单个光电二极管的输出功率有限,如果能将多个光电二极管的输出功率合成,以此为基础研制出高功率、大带宽的光电探测器意义重大.对多个光电二极管输出毫米波功率合成的研究主要有两大类,一类是由 Charles L. Goldsmith 等提出的行波光二极管阵列(Traveling-wave Detector Arrays, TWDA)毫米波功率合成方法^[2-3].该方法是把光电二极管嵌入到人工传输线里,用匹配时延的光馈送网络连接光电二极管,在负载上得到合成的光电流信号. Gregry A 等用 4 个 PIN 光电二极管按 TWDA 方式进行功率合成^[4],得到的输出功率是单个光电二极管输出功率的 4 倍,工作频率范围从直流到 20 GHz; A. Berling 等用 4 个光电二极管按 TWPA 方式进行功率合成^[5-6]; Mourad Chtioui 等用 TWDA 方式进行毫米波合成^[7-8],获得 23 GHz 的工作带宽; Sanjeev Murthy 等人用平行光馈送 TWDA 方式进行毫米波合成^[9],制造的光电探测器最大输出线性光电流达到 20 mA,光响应达到 0.13 A/W. 第二类是由 J W. Shi F M. Kuo 和 M Z. Chou 等人提出的线性级联近弹道单行载流子光电二极管功率合成(Linear Cascade Near-Ballistic Uni-Traveling-Carrier Photodiodes, NBUTC-PD). UTC-PD 与 NBUTC-PD 的区别是在 NBUTC-PD 的收集层插入了一个附加的 p-型电荷层,目的是控制电场分布,保障电子载流子在高反向偏压下的过冲速率,改善 NBUTC-PD 的性能. J W. Shi 等人利用线性级联结构实现了高带宽和高饱和电流带宽积(37 mA, 110 GHz, 4 070 mA GHz),他们制作了不同有源区(28~144 μm^2)的 NBUTC-PDs,根据测量结果,即使比较大的有源区(144 μm^2),仍然在近直流到 110 GHz 的频率范围有比较平坦的光电响应输出曲线,小的有源区(28 μm^2)在负载为 25 Ω 的条件下,光电转换带宽可高达 280 GHz^[10-14].

本文结合上述两种合成方法的优点,提出了一种行波光探测器级联阵列(Cascaded Traveling-Wave Detector Arrays, CTWDA)合成电路,能够输出高功率、大带宽的光电流,满足各种工作方式的光电转换需要.

1 基本原理

由单个光电二极管组成的探测器电路如图 1. 该电路由一个光电二极管、50 Ω 负载电阻及 50 Ω 阻抗匹配终端电阻三个器件组成. 添加终端电阻是为了防止阻抗失配导致电路传输信号反射过冲从而损坏光电二极管. 探测器的信号电流经过两个负载电阻分流,结果信号电流仅有一半传递到输出负载. 这种探测器电路的带宽由探测器载流子结电容和负载阻抗的 RC 时间

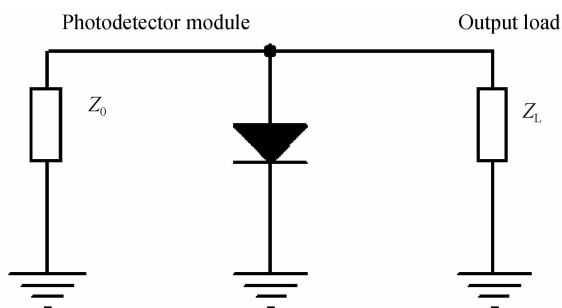


图 1 单个光电二极管组成的探测器电路

Fig. 1 Schematic diagram of single photodiode circuit
常量决定. 探测器响应的截止频率 f_c 为

$$f_c = \frac{1}{\pi Z_0 C_d} \quad (1)$$

式中 C_d 是光电二极管结电容, Z_0 是匹配负载阻抗.

多个光电二极管信号合成最简单的方法是直接把光电二极管并联. 但是这种方法在探测器信号合成时,探测器的结电容由于并联结构电路的等效电容并联增大,导致电路的时间常量 RC 增大,探测器模块的截止频率降低. 即 N 个光电二极管的并联会产生 N 倍的电流,但也将导致结电容产生 N 倍的总电容,使电路的截止频率减小 N 倍. 为了确保电路输出电流增加的同时截止频率不减小,借鉴微波分布式放大器设计结构,嵌入人工传输线,使光电二极管通过电感相连^[1],这样每个光电二极管电容可不致相加,即为行波光二极管阵列结构,其电路原理如图 2.

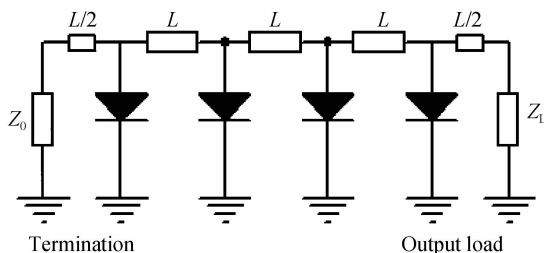


图 2 行波光二极管阵列结构

Fig. 2 Schematic diagram of traveling-wave photodiode arrays

光电二极管阵列电感和结电容,构成了相同的 K 型低通滤波器. 这些低通滤波器级联产生一个阶梯网络,类似于传输线的近似集总参量. 这种人工传输线的特性阻抗 Z_0 . 由电感电容比决定,即

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_d}} \quad (2)$$

式中 L 是每个滤波器部分的总电感. 该光电二极管阵列的截止频率为

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{LC_d}} \quad (3)$$

虽然这种结构结电容不再相加,但每个光电二极管的光电流被 K 型低通滤波器时间常量延迟分离,电流传播延时为

$$\tau_c \approx \sqrt{LC_d} \quad (4)$$

由于传播延迟,光电流不能在负载上同相位合成.因此,若要同相位合成,需要在光电二极管上使用适当的光馈入网络,馈入网络必须提供适当的延迟,以便每个光电二极管输出的光电流同相位合成,这需要使加在光电二极管上的光延时与探测器间的电延时相等.可以通过使用合适长度的光纤,使馈光网络的光延时与电网络传播延时相等,则在探测器阵列输出端合成光电流,就能获得相对一个光电二极管构成的探测器电路 N 倍的总电流,实现输出功率合成.设光输入功率为 P_o ,被分成 N 个输出,则加在每个光电二极管上的光功率为 P_o/N ,光延时为 τ_o ,每个光电二极管的光电转换效率为 η ,其中一半流向输出端,则输出端的电流 I_n 为

$$I_n = e^{j(n-1)\omega\tau_o} \cdot \frac{\eta P_o}{2N} \cdot e^{j(N-n)\omega\tau_c} \quad (5)$$

式中 ω 是毫米波信号角频率, τ_c 是相邻光电二极管之间的电信号延时差,等式右边第一项是光信号对光电探测器的延时,第二项是光电流的大小,第三项是光电二极管到负载的光电流延时.所有光电二极管在负载上的总电流为

$$I_o = \sum I_n = \sum_{n=1}^N [e^{j(n-1)\omega\tau_o} \cdot \frac{\eta P_o}{2N} \cdot e^{j(N-n)\omega\tau_c}] \quad (6)$$

光电二极管射频光电流在负载上同相位合成,必须要求加在相邻光电二极管上的光延时等于相邻光电二极管输出的光电流的电延时,可以通过控制相邻馈光光纤的长度来实现,即

$$\tau_o = \tau_c = \tau \quad (7)$$

使得

$$I_o = \sum I_n = \frac{\eta P_o}{2} \cdot e^{j(N-1)\omega\tau} \quad (8)$$

即通过阵列结构,在负载上获得了 N 倍于单个光电二极管的光电流.

1.1 级联阵列合成电路

由式(3)可知,光电二极管阵列结构的截止频率由单个光电二极管的结电容和连接电感决定.连接电感的值按特性阻抗选取.因此,要提高截止频率必须减小结电容,但结电容的大小由制造工艺决定.在光电二极管结电容大小已定的条件下,为提高光电二极管阵列结构的截止频率,本文提出的行波光电二极管级联阵列功率合成电路如图3.

将每两个光电二极管级联,然后按分布式结构连接形成功率合成电路.这样,由于光电二极管串联,总的结电容只有单个结电容的一半,取连接电感的值为图2中的一半,则人工传输线的特性阻抗为

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L/2}{C_d/2}} = \sqrt{\frac{L}{C_d}} \quad (9)$$

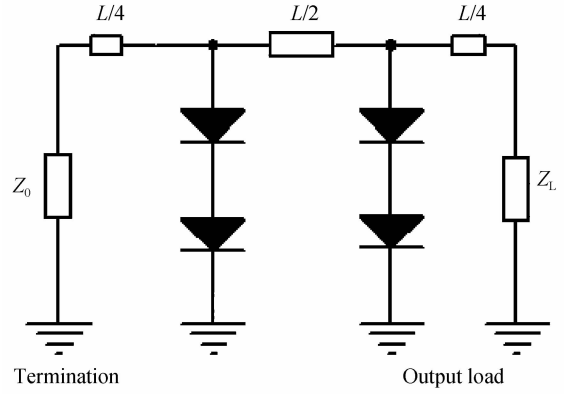


图3 行波光电二极管级联阵列功率合成电路
Fig. 3 Schematic diagram of cascade traveling-wave photodetector array

与式(2)相同.级联阵列结构的截止频率为

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L/2} \cdot C_d/2} = \frac{2}{\pi \sqrt{LC_d}} \quad (10)$$

即比图2电路的截止频率提高了2倍,也就是工作带宽增大了2倍.采用级联阵列式结构的探测器电路与行波阵列式结构相比,在采用相同的光电二极管条件下,特性阻抗相同,截止频率提高了2倍,极大地提高了工作带宽.

1.2 用高阻微带线实现电感

因互感电感值很小,在毫米波频段,小电感一般用短长度的高阻抗微带线实现,设短长度高阻抗微带线的长度为 d_L ,特性阻抗为 Z_L ,传播指数为 n_L ,这一小段高阻抗微带线的电行为可以等效为一个 π 型电路,如图4^[15].

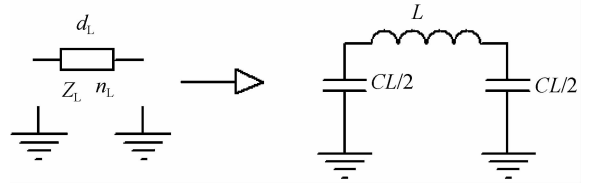


图4 π 型电路

Fig. 4 Pi-Equivalent circuit

π 型等效电路中的电容和电感值分别为^[16]

$$L = \frac{Z_L}{\omega} \sin\left(\frac{\omega d_L}{v}\right) \approx \frac{Z_L d_L n_L}{c} \quad (11)$$

$$C_L = \frac{1}{\pi f Z_L} \tan\left(\frac{\pi f d_L}{v}\right) \approx \frac{d_L n_L}{z_L c} \quad (12)$$

式中 c 是真空中光速,微带线的电容与电感和光电二极管的结电容组成的等效电路如图5.

对于本文提出的如图3所示电路,其特性阻抗为

$$Z_a = \sqrt{\frac{L/2}{C_d/2 + C_L}} = \frac{Z_L}{\sqrt{1 + \frac{c Z_L C_d}{d_L n_L}}} \quad (13)$$

传播指数为

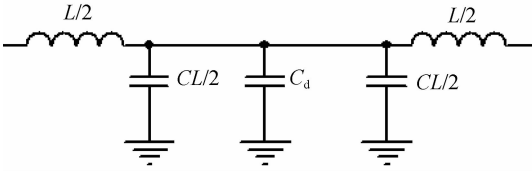


图5 微带线的电容与电感和光电二极管的结电容组成的等效电路

Fig.5 Equivalent circuit of transmission line and junction capacitance

$$n_a = \frac{c}{v} = \frac{c \sqrt{\frac{L}{2} \left(\frac{C_d}{2} + \frac{C_L}{2} \right)}}{d_L} = \frac{\left(\frac{Z_L^2}{Z_o^2} - 1 \right) \frac{n_L^2 d_L}{c Z_L C_d} \sqrt{1 + \frac{c Z_L C_d}{d_L n_L}}}{2} \quad (14)$$

截止频率为

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{\frac{L}{2} \left(\frac{C_d}{2} + \frac{C_L}{2} \right)}} = \frac{2c}{\pi d_L n_L \sqrt{1 + \frac{c Z_L C_d}{d_L n_L}}} \quad (15)$$

令 $Z_a = Z_o$, 由式(13)可得高阻抗微带线的长度为

$$d_L = \frac{c Z_L C_d}{\left(\frac{Z_L^2}{Z_o^2} - 1 \right) n_L} \quad (16)$$

将式(16)分别代入式(14)和(15)可得

$$n_a = \frac{Z_L n_L}{Z_o} \quad (17)$$

$$f_c = \frac{2}{Z_o \pi C_d} \left(1 - \frac{Z_o^2}{Z_L^2} \right) \quad (18)$$

从式(17)和(18)可以得出:1)等效电路的截止频率与微带线的传播指数 n_L 大小无关,微带线的特性阻抗 Z_L 越大,则截止频率越高,因此,从提高截止频率的角度来看, Z_L 越大越好.2) Z_L 增大则等效电路的 n_a 也增大,会降低传播微波信号的速率,为确保信号传输,必须要求等效电路的微波传输指数 n_a 等于光纤中的光波传输指数 n_o ,由式(17)可知, Z_L 的增加伴随微带线的传播指数 n_L 的降低,因此,为使 $n_a = n_o$,在最大化 Z_L 的同时,必须使 n_L 最小化.

2 仿真分析

微带线的特征阻抗 Z_L 和传播指数 n_L 都是线宽 W 、介质衬底高度 h 之比 W/h 和相对介电常量 ϵ_r 的复杂函数.取 $h=6$ mils, $\epsilon_r=8.9$, n_a-W 的关系如图6.

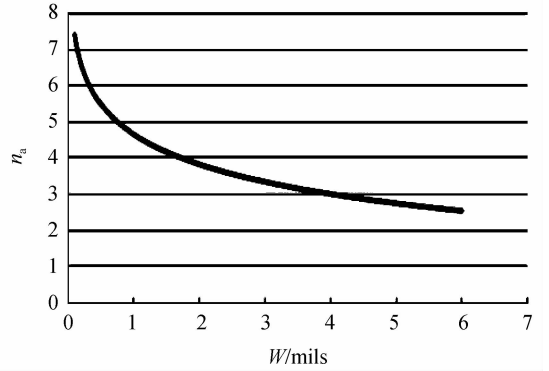


图6 n_a-W 曲线图

Fig.6 n_a-W curve

因匹配光纤 $n_o=3.4$,所以 $n_a=3.4$,由图6可得 $W \approx 2.9$ mils,代入公式(19)和(20)^[17],得

$$Z_L = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad w \leq h \quad (19)$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} + 0.041 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad w \leq h \quad (20)$$

可求出 $Z_L=70.28\Omega$, $n_L = \sqrt{\epsilon_{re}}=2.4$,取光电二极管的结电容为 0.2 pF,将这些数据代入式(16),计算出 $d_L=72$ mils,代入式(18),计算出截止频率 $f_c=31.2$ GHz.在EDA平台上,用 $W \approx 2.9$ mils, $h=6$ mils, $\epsilon_r=8.9$, $d_L/2=36$ mils 的微带线取代图3中的电感 $L/2$,同理取代 $L/4$ 进行仿真,结果如图7~图9.

图7(a)表示第一光电二极管支路信号波形,(b)表示第二光电二极管支路信号波形,(c)表示负载支路合成信号波形.仿真结果表明:两路有相位差的正弦信号,在负载上合成为同相位的正弦信号,证明该电路能

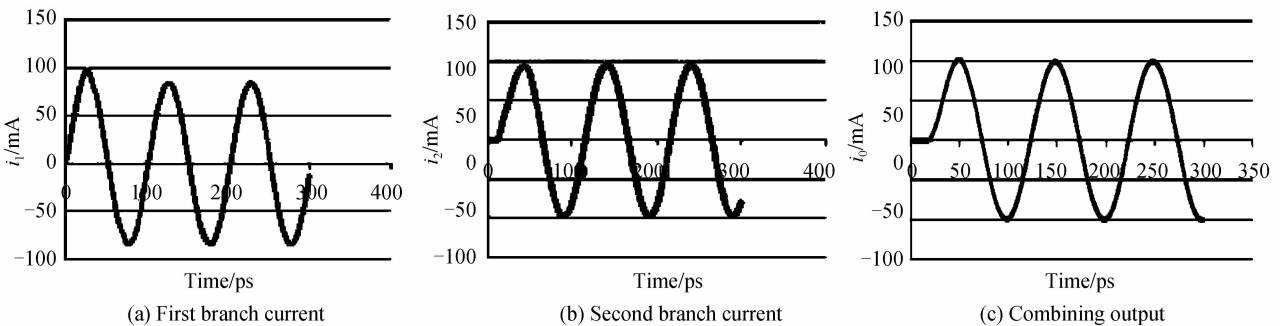


图7 光电二极管支路与负载支路信号波形图

Fig.7 Waveform scheme of photodetectors cascade circuit

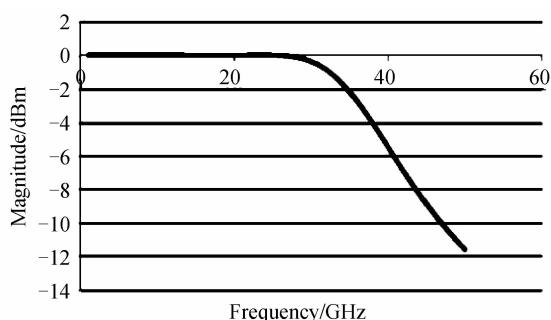


图8 合成电路通频带图

Fig. 8 Passband scheme of four photodetector cascade circuit

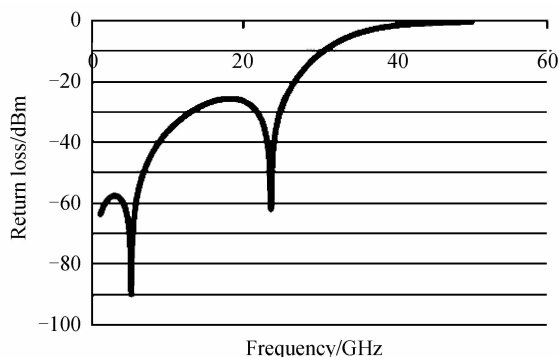


图9 合成电路回波损耗图

Fig. 9 Return loss scheme of four photodetector cascade circuit

够合成信号。要提高功率,可通过增加光电二极管支路实现。图8是合成电路的通频带图,其3 dB带宽大约31 GHz,与式(16)计算的结果一致。图9是回波损耗波形图,从图中可以看出,其-15 dB带宽大约30 GHz,说明电路的匹配性较好。

3 结论

本文提出了一种行波光电子二极管级联阵列功率合成电路,并就电路中的小电感用高阻微带线实现进行了理论分析,基于EDA平台,就四管行波光电子二极管级联阵列功率合成电路进行了仿真分析,仿真结果表明,按照行波光电子二极管级联阵列结构做成的光电探测器,比按行波阵列式光电探测器的截止频率高2倍,小于-15 dB的回波损耗带宽大,匹配性能好,按此结构制造的光电探测器能更好地满足光电转换的要求。

参考文献

[1] SHI T, XIONG B, SUN C, *et al.* Back-to-back UTC-PDs with high responsivity, high saturation current and wide bandwidth[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, **25**(2): 136-139.
 [2] GOLDSMITH C L, MAGEL G A, BACA R J. Principles and performance of traveling-wave photodetector arrays[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2002, **45**(8): 1342-1350.

[3] GOLDSMITH C L, MAGEL G A, KANACK B M, *et al.* Coherent combining of RF signals in a traveling-wave photodetector array[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2002, **9**(7): 988-990.
 [4] MAGEL G A, GOLDSMITH C L, BACA R J. Four-element traveling wave photodetector array for high-performance analog fiber-optic links[C]. *OFC'97 Technical Digest*, 1997: 207-208.
 [5] BELING A, BACH H G, MEKONNEN G G, *et al.* High-frequency performance of a high-power traveling wave photodetector with parallel optical feed[C]. *65th Device Research Conference*, 2007: 187-188.
 [6] BELING A, CHEN H, PAN H, *et al.* High-power monolithically integrated traveling wave photodiode array[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2009, **15**(21): 1813-1815.
 [7] FU Y, PAN H, LI Z, *et al.* High linearity photodiode array with monolithically integrated Wilkinson power combiner[C]. *2010 IEEE Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, 2010: 111-113.
 [8] CHTIOUI M, MARCEAUX A, ENARD A, *et al.* Optical summation of RF signal[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2007, **55**(2): 318-326.
 [9] MURTHY S, TJUNG T, CHAU T, *et al.* A novel monolithic distributed traveling-wave photodetector with parallel optical feed[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2000, **12**(6): 681-68.
 [10] SHI J W, KUO F M, WU C J, *et al.* Extremely high saturation current-bandwidth product performance of a near-ballistic uni-traveling-carrier photodiode with a flip-chip bonding structure [J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 2010, **46**(1): 80-86.
 [11] KUO F M, CHOU M Z, SHI J W. Linear-cascade near-ballistic untraveling-carrier photodiodes with an extremely high saturation current-bandwidth product[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2011, **29**(4): 433-438.
 [12] SHI J W, SHEU J K, WANG C K, *et al.* Linear cascade arrays of GaN based green light emitting diodes for high-speed and high-power performance [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, **19**(18): 1368-1370.
 [13] WU Y S, SHI J W. Dynamic analysis of high-power and high-speed near-ballistic untraveling carrier photodiodes at W-band[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2008, **20**(13): 1160-1162.
 [14] SHI J W, WU C Y, WU Y S, *et al.* High-speed, high-responsivity, and high-power performance of near-ballistic uni-traveling-carrier photodiode at 1.55 μm wavelength[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2005, **17**(9): 1929-1931.
 [15] GOLDSMITH C L, MAGNUSSON R. Bandwidth improvements for loaded-line traveling wave electro-optic modulators[C]. *IEEE International Conference Microwave Microwave Symposium Digest*, 1995: 1499-1502.
 [16] POZAR D M. *Microwave engineering* [M]. 2nd Edition. USA: John Wiley & Sons Inc, 1998: 356-357.
 [17] DMANESH M M. *Radio frequency and microwave electronics illustrated* [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2002: 240-241.