本文已被 IEEE《电力电子学汇刊》接受发表。本文为作者版本，尚未经过完整编辑，最终发表前内容可能会有所更改。引用信息：DOI 10.1109/TPEL.2024.3446869

一种用于整流中非线性元件的自适应功率分配策略

Zhongqi He、严丽萍，*IEEE* 高级会员，以及 Changjun Liu，*IEEE* 高级会员

摘要—**本文提出一种新颖的自适应功率分配策略，该策略采用两只并联配置的非线性阻抗特性整流二极管，使其分别在各自的功率电平下实现最佳工作。通过策略性地调节输入导纳，低功率二极管的电导随功率增加而逐步降低，而高功率二极管的电导则相应增加。这种基于电导的功率分配方法可确保无论功率电平如何，功率始终由最合适的二极管进行整流，从而在更宽的范围内实现高效整流。本文还提出一种整流器拓扑，以验证所提出的策略。实验结果证实了该自适应功率分配策略的有效性：整流器在 5 dBm 至 29.5 dBm 范围内的效率均超过 60%，功率动态范围达到 24.5 分贝。**

索引词—**高效率、整流器、不等功率分配策略、宽功率范围。**

I. 引言

在无线电力传输（WPT）系统中，例如为无人机供电，

由于发射机/接收机的移动性，接收功率电平会发生波动；而传输距离、天线方向和极化也会对其产生影响，这一挑战始终存在。为应对这一问题，必须确保在不同功率电平下均能保持较高的微波到直流转换效率。

整流器使用二极管将微波功率转换为直流功率 [1][2]。然而，二极管本身具有非线性，其输入阻抗特性会随接收功率电平而变化。这些波动会导致阻抗失配，从而降低整流效率。

此前已有研究致力于扩大整流器的工作功率范围。在 [3], 中，采用阻抗压缩网络的整流器实现了17.2分贝的功率动态范围。文献[4]提出了一种双频电阻压缩网络。参考文献[5] 描述了利用输出直流电压调节并联变容二极管的电容，从而补偿由输入功率变化引起的整流二极管的阻抗偏移。人们采用巴伦结构来稳定输入阻抗变化[6]，同时使用二极管协同结构来扩大功率范围[7]。近期研究还探索了基于功率自适应分配方法运行的宽功率动态范围整流器[8]-[10]。

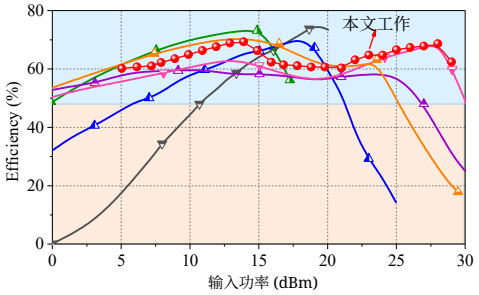


图1. 近期出版物中宽功率范围的 2.4 GHz频段整流器的测量效率。详细数据列于表 I。

表 I图1中的整流器参数

符号	Year	频率 (GHz)	二极管	出版物标题	Ref.
	2017	2.34	HSMS 286×2	IEEE《微波理论与技术汇刊》	[6]
	2019	2.45	HSMS 286×2	IEEE Access	[3]
	2019	2.4	HSMS 286×4	IEEE TCAS I	[4]
	2019	2.4	HSMS 282×1 SMS 7630×1	IEEE《微波理论与技术汇刊》	[7]
	2021	2.45	HSMS 282×2 HSMS 286×1	IEEE《电力电子学汇刊》	[8]
	2024	2.4	HSMS 282×1 HSMS 286×1	IEEE MWTL	[10]

耦合器 [11], 和功率分配器 [12] 也用于设计宽功率范围整流器。耦合器和功率分配器固定的功率分配比会阻止功率由最合适的整流器进行整流，从而限制动态功率范围。在 [13], 中，根据输入功率激活相应的开关，以选择合适的整流器支路。然而，这种设计需要额外的电源。

在本文工作提出的设计中，两个整流器并联连接。使用两条传输线来调节这些整流器的输入电导值。最终，低功率整流器的输入电导单调减小。相反，高功率整流器的输入电导单调增大，从而实现并联整流器之间的自适应功率分配。如图1所示，该方法显著提升了宽功率范围内的整流效率。

稿件收到日期——，——。本工作部分受国家自然科学基金（NSFC）项目 U22A2015、中国国家资助博士后研究人员计划项目 GZC20231766 以及四川省科技计划项目 2024YFHZ0282 资助。（通信作者：*Changjun Liu*。）作者来自中国成都 610064 四川大学电子信息工程学院（电子邮箱：cjliu@ieee.org）。Zhongqi He 和 Changjun Liu 还来自四川大学宜宾工业技术研究院，中国宜宾 644005。

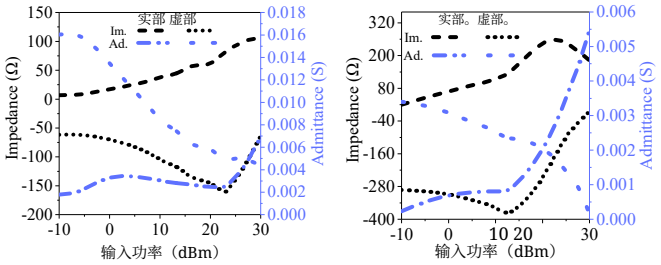
© 2024 IEEE。允许个人使用，但重新出版或再分发须获得 IEEE 许可。更多信息请参见 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被 IEEE《电力电子学汇刊》接收发表。此版本为作者版本，尚未经过全面编辑，内容可能会在正式发表前有所更改。引用信息：DOI 10.1109/TPEL.2024.3446869

II. 不等功率分配策略原理

导纳是阻抗的倒数，在此情境中是一个关键参数。我们使用电磁仿真软件，直接对 2.4 吉赫兹下 HSMS 282 和 HSMS 286 二极管的阻抗、导纳与输入功率之间的关系进行了建模。

图 2 所示的阻抗和导纳特性随功率变化而呈现出的显著非线性，使得设计能够在宽功率动态范围内工作的整流器面临巨大挑战。



) 图 2。(a) HSMS282二极管在 2.4 吉赫兹、负载为load的阻抗和导纳随功率的变化，以及600 Ω (b) HSMS286二极管在 2.4 吉赫兹、负载为 load 的 1200 Ω。

所提出的功率分配结构示意图如图3所示。传输线TL_1的特性导纳和长度分别用Y_{01}和l_1, 表示；Y_{02} 和l_2 分别表示传输线TL_2, 的特性导纳和长度。

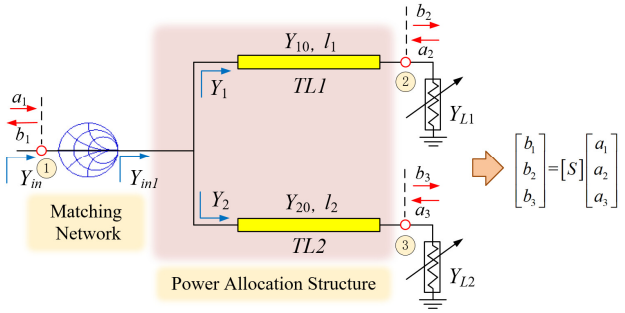


图3. 所提出的功率分配策略示意图。

三端口网络的西门子参数计算如下：

$$[S]=\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \tag{1}$$

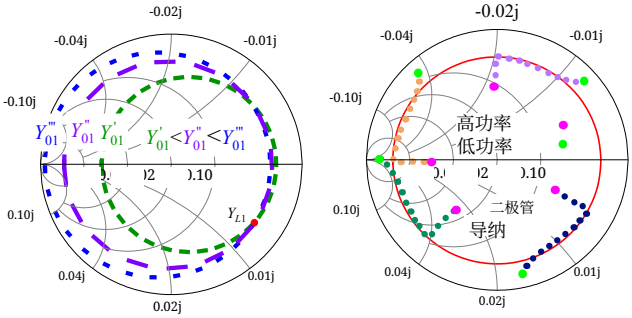
and

$$\frac{|S_{21}|^2}{|S_{31}|^2}=\frac{\mathrm{Re}(Y_1)}{\mathrm{Re}(Y_2)}=\frac{Y_{01}\dfrac{Y_{01}Y_{L1}\left(1+\tan^2\beta l_1\right)}{Y_{01}^2+Y_{L1}^2\tan^2\beta l_1}}{Y_{02}\dfrac{Y_{02}Y_{L2}\left(1+\tan^2\beta l_2\right)}{Y_{02}^2+Y_{L2}^2\tan^2\beta l_2}} \tag{2}$$

将两个相同的整流二极管并联，需要在不同功率电平下进行自适应功率分配，以扩展整流器的功率动态范围。例如，在较低功率电平下，一个二极管应主导功率吸收；而在较高功率电平下，另一个二极管应承担大部分功率。

如图3所示，功率分配结构的两条支路相似，因此只需分析单条支路即可。我们因此重点关注上支路的特性。

当负载导纳 Y_{L1} 为整流二极管的导纳，并假设 Re(Y_{L1}) 约为 0.004 西门子（如图 2 所示）时，输入导纳 Y_1, 、传输线特性导纳 Y_{01}, 和线长 l_1 之间的关系如图4(a)所示。Y_1 位于史密斯圆图上的一个恒定反射系数圆上。



(a) (b)

图4. (a) Y_1, Y_{01}, 与l_1之间的关系。(b) 当Y_{L1} 为二极管导纳时，Y_1 与l_1 之间的关系。

当Y_{01} 较低时，Y_1 随l_1 变化所引起的 Re(Y_1)变化相对较小，如图4(a)中的绿色曲线所示。相反，当Y_{01} 较高时，Re(Y_1)的变化范围更大，如蓝色曲线所示。

并联二极管支路的功率分配与输入导纳的电导成正比，即与 Re(Y_1)成正比。因此，可以通过调节 Re(Y_1)来实现所需的功率分配策略。为进一步研究二极管导纳变化对输入导纳的影响，我们将Y_{L1} 设为二极管从低功率到高功率时的导纳。如图4(b)所示，输入导纳Y_1 取决于传输线长度l_1, 。

图4(b)表明，输入导纳Y_1 的变化范围会随传输线长度l_1的不同取值而改变。此外，施加功率与导纳之间的关系可能会反转。

我们更加关注二极管的电导。在低功率级下，二极管的电导相对较小。相比之下，如图4(b)中的深蓝色虚线所示，在高功率级下，电导会增大。然而，高功率级与低功率级之间的电导变化范围很小，约为0.004 西门子。

我们在此分析三种典型传输线长度下的输入导纳。

情况1： 当l_1 约为λ/8时，二极管的导纳旋转约 π/4。在低功率条件下，输入电导较高；在高功率条件下，输入电导较低。

情况 2： 当l_1 趋近于 λ/4 时，低功率条件下二极管的导纳会由感性转变为容性，且电导降低。在高功率条件下，电导则由低变高。此外，高、低功率条件下的电导值仍表现出显著的变化范围。

© 2024 IEEE。允许个人使用，但重新出版/再分发须经 IEEE 许可。更多信息请参见 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被 IEEE《电力电子学汇刊》接受发表。此版本为作者稿，尚未经过全面编辑，最终发表前内容可能会有所更改。引用信息：DOI 10.1109/TPEL.2024.3446869

情况 3： 当l_1 趋近于 λ/3 时，二极管的导纳在整个功率范围内均呈现容性电纳。低功率时二极管的电导保持较低，高功率时则较高。

基于上述分析，我们可以选择不同长度的TL_1 以获得所需的电导，从而实现预期的功率分配。

功率分配策略设计为包含三种状态：

(1) 低功率级

当输入功率较低且 Re(Y_1) >> Re(Y_2) 时，端口 2 和端口 3 的反射功率之间的关系为：

$$\frac{|b_2|^2}{|b_3|^2} \to \infty \tag{3}$$

这意味着Y_{L1} 在低功率条件下能够获取大部分输入功率。

(2) 中功率级

当输入功率处于中等水平，且 Re(Y_1) = Re(Y_2) 时，可得端口 2 和端口 3 的反射功率关系如下：

$$\frac{|b_2|^2}{|b_3|^2} \approx 1 \tag{4}$$

这意味着在中功率条件下，Y_{L1} 和Y_{L2}各自可获得一半的输入功率。

(3) 高功率级

当输入功率较高，且 Re(Y_1) << Re(Y_2) 时，可确定端口 2 和端口 3 的反射功率关系如下：

$$\frac{|b_2|^2}{|b_3|^2} \to 0 \tag{5}$$

这意味着在高功率条件下，Y_{L2} 可获得大部分输入功率。

因此，通过改变并联二极管前端串联的传输线长度，可以改变二极管在不同功率下的电导值，最终实现不等功率分配。这样便可以使两个二极管在不同功率电平下工作，并最终扩大整流器的功率动态范围。

III. 所提出整流器的设计、仿真与测量

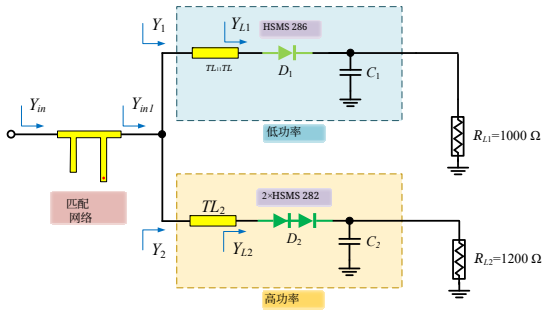
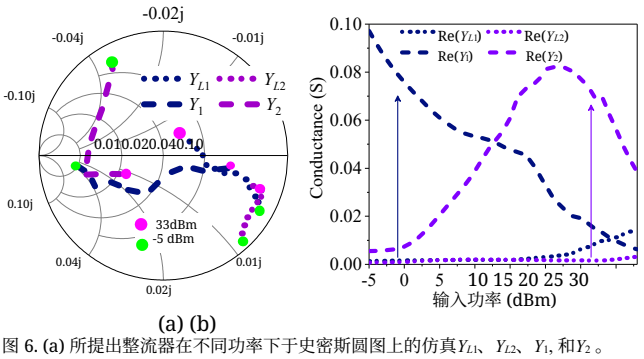


图5. 所提出整流器的示意图。

还可以采用不同的二极管组合，进一步扩大整流器的功率动态范围。在所提出的整流器中，低功率二极管为 HSMS 286 二极管，而大功率二极管由两个串联连接的 HSMS 282 二极管组成。串联整流结构意味着无需在二极管前插入直流隔离电容，这有助于进一步降低整流器的插入损耗。所提出的整流器示意图如图5所示。

A. 设计与仿真

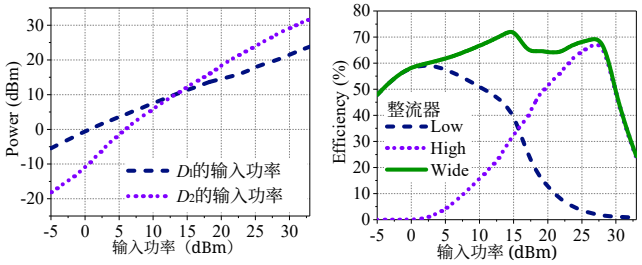
对二极管D_1 和D_2 的输入导纳进行了仿真，结果如图6(a)所示。两只二极管的电导特性在整个功率范围内变化极小。随后，采用所提出的功率分配策略设计整流器。首先，在功率分配网络中优化指定为TL_1 和TL_2, 的两条串联传输线的特性导纳值和电长度。传输线变换后，二极管的输入导纳值Y_1 和Y_2 的仿真结果如图 6(a)所示，结果表明，二极管电导变化范围得到了扩大。



(a) (b)

图 6. (a) 所提出整流器在不同功率下于史密斯圆图上的仿真Y_{L1}、Y_{L2}、Y_1, 和Y_2 。(b) 仿真的 Re(Y_{L1})、Re(Y_{L2})、Re(Y_1)和 Re(Y_2)。

为进一步研究电导的变化，图 6(b) 展示了所提出整流器在不同功率下仿真的 Re(Y_{L1})、Re(Y_{L2})、Re(Y_1) 和 Re(Y_2) 数值。图中显示，二极管 D_1 和 D_2 的电导分别在低功率电平下降低、在高功率电平升高，从而实现功率分配策略。



(a) (b)

图 7. (a) 所提出整流器的功率分配。(b) 所提出整流器的仿真效率特性，以及不同输入功率下各二极管的效率。

图 7(a) 展示了二极管 D_1 和D_2的仿真输入功率特性。低功率二极管 D_1 在低功率下接收大部分输入功率。相反，高功率二极管 D_2 在高功率下接收大部分功率。因此，该整流器设计能够实现自适应功率分配

© 2024 IEEE。允许个人使用，但转载/再分发须获得 IEEE 许可。更多信息请参见 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

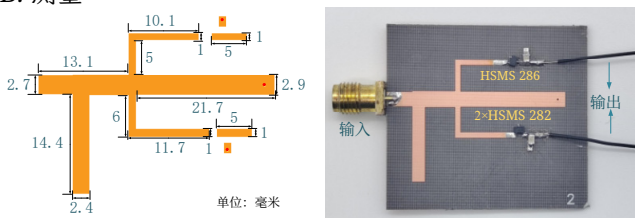
本文已被 IEEE《电力电子学汇刊》接受发表。此版本为作者稿，尚未经过完整编辑，内容在正式发表前可能会有所更改。引用信息：DOI 10.1109/TPEL.2024.3446869

策略。

通过继续进行仿真，还分析了所提出整流器的效率。如图 7(b) 所示，在低功率电平下，二极管 D_1 主要工作。在中功率级下，二极管 D_1 和 D_2 协同工作。在高功率级下，整流器切换至二极管 D_2 工作。

此外，我们还模拟了温度对整流器的影响。当温度升至 100°C 时，整流器的最高效率相比 -25°C 时降低了 7%。此外，在实际应用中，必须考虑大功率二极管的散热。通过改进热设计，可以有效维持二极管在高功率下的高性能。

B. 测量



(a) (b)

图 8. 所提出的整流器。(a) 布局。(b) 照片。

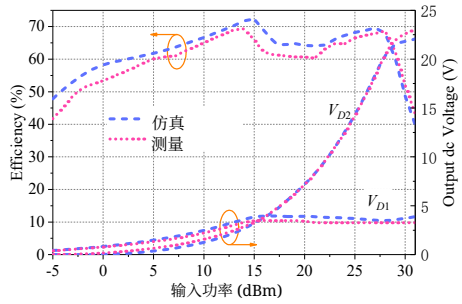


图9. 所提出整流器在不同输入功率下的射频-直流转换效率和输出直流电压特性的仿真与测量结果。

表IICOMPARISON WITH PRIOR WIDE POWER RANGE RECTIFIERS

参考文献	年份	频率 (GHz)	功率范围 效率>50%	功率范围，适用于效率>60%	尺寸
[6]	2017	2.34	>13 分贝	>9 分贝	95 毫米×62 毫米
[5]	2018	2.4	2.5 dBm–25.5 dBm (23 分贝)	7 dBm–25 dBm (18 分贝)	30 毫米×19 毫米
[3]	2019	2.45	0.5 dBm–18.5 dBm (18 分贝)	4 dBm–17 dBm (13 分贝)	43 毫米×35 毫米
[9]	2021	2.45	9.9 dBm–30.8 dBm（20.9 分贝）15 dBm–26 dBm（11 分贝）26 毫米×20 毫米		
[10]	2024	2.4	-1.6 dBm–24.4 dBm (26 分贝)	4 dBm–24 dBm (20 分贝)	40 毫米×35 毫米
本文工作	**2024**	**2.43 -2.5 dBm– 29.5 dBm (24.5 分贝)**	**30.1 dBm (32.6 分贝) 39 毫米×35 毫米**	**5 dBm–**	

所提出整流器的布局和照片如图 8 所示。测试结果如图9所示。当输入功率范围为 −2.5 至 30.1 dBm（32.6 分贝）时，整流效率始终超过 50%。此外，在整个 5 至 29.5 dBm 的输入功率范围内，整流效率均保持在 60% 以上，因此实现了 24.5 分贝的高效率功率动态范围。

表II比较了所提出的整流器与若干已有研究。一般而言，功率动态整流器关注效率高于50%的功率范围。由于本设计采用了高性能的自适应功率分配结构，因此能够以更高效率实现宽范围整流。本文提出的整流器功率范围内效率超过60%，是目前范围最宽的整流器。

IV. 结论

本文提出并设计了一种采用自适应功率分配结构、输入功率范围更宽的高效率射频整流器，该整流器使用两个整流二极管。本文提出的自适应功率分配策略也可用于设计其他需要对不同支路进行不等功率分配的射频电路。

参考文献

[1] K. Dang 等人，“用于无线电能传输的采用横向氮化镓肖特基二极管的 5.8 GHz 高功率、高效率整流电路”，*IEEE Trans. Power Electron*，第 35 卷，第 3 期，第 2247–2252 页，2020 年 3 月。[2] P. Lu、C. Song、F. Cheng、B. Zhang 和 K. Huang，“用于微波功率传输的自偏置自适应可重构整流天线”，*IEEE Trans. Power Electron.*，第 35 卷，第 8 期，第 7749–7754 页，2020 年 8 月。[3] Y. Y. Xiao、J. -H. Ou、Z. -X. Du、X. Y. Zhang、W. Che 和 Q. Xue，“基于集成阻抗压缩网络、具有宽输入功率动态范围的紧凑型微波整流器”，*IEEE Access*，第 7 卷，第 151878–151887 页，2019年。[4] J. Liu、X. Y. Zhang 和 Q. Xue，“双频传输线电阻压缩网络及其在整流器中的应用”，*IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*，第 66 卷，第 1 期，第 119–132 页，2019 年 1 月。[5] P. Wu 等人，“基于自调谐阻抗匹配、具有扩展输入功率范围的高效整流器”，*IEEE Microw. Wireless Compon. Lett*，第 28 卷，第 12 期，第 1116–1118 页，2018 年 12 月。[6] M. -D. Wei、Y. -T. Chang、D. Wang、C. -H. Tseng 和 R. Negra，“输入阻抗变化最小化的平衡式射频整流器及其能量回收应用”，*IEEE Trans. Microw. Theory Techn*，第 65 卷，第 5 期，第 1598–1604 页，2017 年 5 月。[7] S. Y. Zheng 等人，“基于协同结构、具有超宽输入功率范围的高效整流器”，*IEEE Trans. Microw. Theory Techn*，第 67 卷，第 11 期，第 99 页，2019年。[8] Z. He、J. Lan 和 C. Liu，“基于肖特基二极管非线性阻抗特性的超宽输入功率范围紧凑型整流器”，*IEEE Trans. Power Electron.*，第 36 卷，第 7 期，第 7407–7411 页，2021 年 7 月。[9] J. Kim 和 J. Oh，“基于自适应功率分配、具有宽输入功率和频率范围的紧凑型整流器阵列”，*IEEE Microw. Wireless Compon. Lett*，第 31 卷，第 5 期，第 513–516 页，2021 年 5 月。[10] Q. Wang 等人，“采用自适应功率分配以扩展输入功率范围的两级整流器”，*IEEE Microw. Wireless Compon. Lett*，第 34 卷，第 1 期，第 115–118 页，2024 年 1 月。[11] X. Y. Zhang 、 Z-X. Du 和 Q. Xue，“基于分支线耦合器、具有宽输入功率和输出负载范围的高效宽带整流器”，*IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*，第 64 卷，第 3 期，第 731–739 页，2017 年 3 月。[12] C. Peng 、 Z. Ye 、 J. Wu 、 C. Chen 和 Z. Wang，“基于不等威尔金森功分器的宽动态范围射频-直流整流电路设计”，*Electronics*，第 10 卷，第 22 期，第 2815 页，2021 年 11 月。[13] S. Yoshida 等人，“基于输入功率电平自动选择器的宽功率范围可工作三阶段 S 波段微波整流器”，2013 IEEE MTT-S 国际微波研讨会文摘，第 1–4 页，2013 年 6 月。

© 2024 IEEE。允许个人使用，但转载/再分发须获得 IEEE 许可。更多信息请参阅 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。