

8-5-2020

## Modeling and Simulation of Rectifying Circuit for Simultaneous Wireless Information and Power Transfer

Zuxiang Zheng

*School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;*

Lenan Wu

*School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;*

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

---

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

---

## Modeling and Simulation of Rectifying Circuit for Simultaneous Wireless Information and Power Transfer

### Abstract

**Abstract:** *Simultaneous wireless information and power transfer* (SWIPT) is intended to transmit information and energy simultaneously over the wireless channels. As a major component of SWIPT, a rectifying circuit is an essential influencing factor for power conversion efficiency of SWIPT. Closed-form equations of power conversion efficiency and input power of rectifying circuit were derived to predict the performance. This simplified model is useful for circuit design and optimization. The result of theoretical analysis and ADS simulation shows that *Ultra Narrow Band (UNB) signal* has a sine-like performance in wireless power transfer. Using UNB signal as a novel modulation scheme, and provides a new feasible way for SWIPT.

### Keywords

simultaneous wireless information and power transfer, microwave power transfer, rectenna, schottky-barrier diode, ultra narrow band

### Recommended Citation

Zheng Zuxiang, Wu Lenan. Modeling and Simulation of Rectifying Circuit for Simultaneous Wireless Information and Power Transfer[J]. Journal of System Simulation, 2015, 27(11): 2829-2836.

## 无线携能通信中整流电路的建模与仿真分析

郑祖翔, 吴乐南

(东南大学信息科学与工程学院, 南京 210096)

**摘要:** 无线携能通信旨在实现信息与能量的并行传输。作为无线携能通信系统的重要组成部分, 整流电路是影响系统能量转换效率的重要因素之一。给出了整流电路能量转换效率以及输入功率的表达式, 利用该简化模型可初步估计整流电路的性能, 为整流二极管的选型、电路优化提供一定的指导。利用 ADS 软件对所设计的一款微带整流电路进行了仿真。理论计算及仿真结果均表明, 超窄带调制信号具有与正弦信号几乎一致的优异携能特性。采用超窄带调制作为无线携能通信系统中的信息调制方案, 为无线携能通信系统的设计提供了一条可行思路。

**关键词:** 无线携能通信; 微波输能; 整流天线; 肖特基二极管; 超窄带调制

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1004-731X (2015) 11-2829-08

### Modeling and Simulation of Rectifying Circuit for Simultaneous Wireless Information and Power Transfer

Zheng Zuxiang, Wu Lenan

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** *Simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT)* is intended to transmit information and energy simultaneously over the wireless channels. As a major component of SWIPT, a rectifying circuit is an essential influencing factor for power conversion efficiency of SWIPT. Closed-form equations of power conversion efficiency and input power of rectifying circuit were derived to predict the performance. This simplified model is useful for circuit design and optimization. The result of theoretical analysis and ADS simulation shows that *Ultra Narrow Band (UNB) signal* has a sine-like performance in wireless power transfer. Using UNB signal as a novel modulation scheme, and provides a new feasible way for SWIPT.

**Keywords:** simultaneous wireless information and power transfer; microwave power transfer; rectenna; schottky-barrier diode; ultra narrow band

## 引言

自 1831 年 Faraday 发现电磁感应现象以来, 各类导线是电能传输的主要载体, 但这种传统方式

已不能满足当今社会对用电设备便捷性与安全性的要求。且随着人们环境保护意识的提高, 电池对环境尤其是对水资源和土壤的严重破坏, 也不断催着人们对于新型供能方式的探索与思考。无线携能通信 (Simultaneous Wireless Information and Power Transfer, SWIPT) 便是在这样的社会需求背景下应运而生, 它旨在实现信息与能量的并行传输。是将无线能量传输 (Wireless Power Transfer, WPT) 与无线信息传输 (Wireless Information



收稿日期: 2014-06-05 修回日期: 2014-06-22;  
基金项目: 国家自然科学基金(61271204); 总装共性基金(9140A20090314HT05310);  
作者简介: 郑祖翔(1989-), 男, 福建龙岩, 硕士生, 研究方向为通信信号处理; 吴乐南(1952-), 男, 安徽枞阳, 博士, 教授、博导, 研究方向为通信信号处理。

<http://www.china-simulation.com>

• 2829 •

Transmission, WIT)相结合的产物,并有望获得“一加一大于二”的可观前景,为人们的生活带来深远的变革。

## 1 国内外研究进展

现行的 WPT 主要有 3 种实现方式:电磁感应方式;电磁耦合共振方式;微波或光波的远场辐射方式<sup>[1]</sup>。电磁感应方式以及电磁耦合共振方式,是利用收发谐振线圈之间的电磁感应来实现能量的无线传递,其有效作用距离短,仅为米级别。理论上,无线电波的频率越高、波长越短,其定向性越好,故可利用微波或光波来实现远距离无线输能。但由于需要进行光电转换,激光输能的效率要低于微波输能,因此微波远场辐射方式是实现远距离无线输能的重要手段。

整流天线(rectenna)是微波输能系统接收机的核心部件,由接收天线和整流电路组成,其作用是将接收到的微波能量转换为直流能量<sup>[2]</sup>。目前主流的整流天线设计方案大多基于微带电路实现,整流电路大多采用肖特基势垒二极管(Schottky Barrier Diode, SBD)作为整流二极管<sup>[3-6]</sup>。由于整流是非线性过程,过于简化的模型难以精确地刻画整流过程的相关特性。针对这一问题,国内外已提出了多种理论来解决之一问题,主要可归纳为 2 类分析方法:(1)对整流电路进行时域仿真<sup>[7]</sup>; (2)通过构建二极管参数与整流效率之间的关系,来描述整流电路的性能<sup>[8]</sup>。本文结合上述 2 类分析方法,首先在文献[9]建立的二极管整流电路模型的基础上,给出了整流电路能量转换效率、输入功率的表达式。

在此基础上,设计了一款微带整流电路,并利用 ADS 仿真软件进行了时域仿真,对比并分析了上述两类分析模型的仿真结果。最后,利用该整流电路对超窄带信号(Ultra Narrow Band, UNB)<sup>[10]</sup>的整流特性进行了仿真,仿真结果表明超窄带信号具有与正弦信号基本一致的优异携能特性,在携能通信应用中具有得天独厚的优势<sup>[11]</sup>。

## 2 二极管整流电路建模

整流电路主要由输入匹配电路、肖特基二极管以及直流滤波器构成<sup>[12]</sup>。其中肖特基二极管的等效电路模型如图 1 所示。该模型由串联电阻  $R_s$ , 二极管非线性结电阻  $R_j$ , 二极管非线性结电容  $C_j$  以及负载电阻  $R_L$  组成。这里忽略二极管的寄生参数,可证明寄生参数不会影响整流效率<sup>[9]</sup>。为了简化分析,现假设如下:

- (1) 图 1 中 A, C 两点之间的电压,仅包含直流分量与基频分量。即不考虑更高次谐波所带来的能量损耗;
- (2) 当二极管正向偏置时,流过二极管结电容的电流可以忽略;
- (3) 当二极管正向偏置时,二极管的结电压保持不变;
- (4) 当二极管反向偏置时,二极管的结阻抗为无穷大,即反偏电流为 0。

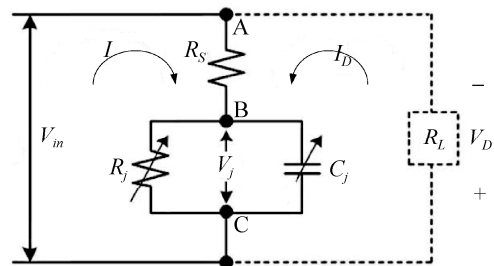


图 1 肖特基二极管等效电路

在上述假设的基础上,可以得到  $V_{in}$  (A, C 两点间的电压)与  $V_j$  (二极管的结电压)之间的关系如图 2 所示。

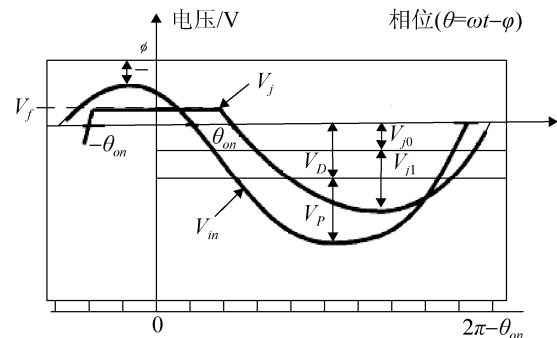


图 2  $V_{in}$  与  $V_j$  的时域波形关系

将  $V_{in}$  与  $V_j$  具体表示成如下表达式:

$$V_{in} = -V_D + V_P \cos(\omega t) \quad (1)$$

$$V_j = \begin{cases} -V_{j0} + V_{j1} \cos(\omega t - \phi), & V_j < V_f \\ V_f, & V_j \geq V_f \end{cases} \quad (2)$$

式(1)中  $V_D$  表示输出直流电压,  $V_P$  表示输入微波信号的电压峰值。式(2)中  $V_{j0}$  代表二极管截止时结电压的直流分量,  $V_{j1}$  代表二极管截止时结电压的基频分量。  $V_f$  为二极管的正向导通电压, 当结电压大于  $V_f$  时, 二极管进入正向导通状态,  $\theta_{on}$  为二极管的导通角。

此外, 如图 2 所示二极管的结电压略微滞后于输入电压一个相位差  $\phi$ 。为了方便, 定义变量  $\theta = \omega t - \phi$ 。

在实际应用中, 用电设备的额定功率往往是确定的, 输出直流功率应与用电设备的额定功率一致。因此, 规定输出直流功率的大小以及负载的电阻值, 便可确定  $V_D$  的取值。再建立起其它变量如  $V_P$ ,  $V_{j0}$ ,  $V_{j1}$  等与  $V_D$  的关系, 便可以定量地求出能量转换效率。

在图 1 虚线部分的回路中, 由 KVL 可知

$$V_D + I_D R_s + V_{j,DC} = 0 \quad (3)$$

$$V_D = -V_{j,DC} \frac{R_L}{R_s + R_L} \quad (4)$$

需要注意的是, 式(4)中  $V_{j,DC}$  是二极管结电压的平均值, 而式(2)中  $V_{j0}$  代表二极管截止时结电压的直流分量, 二者具有不同的物理意义。将二极管的结电压在整个周期上积分, 可求得  $V_{j,DC}$  的表达式如下

$$V_{j,DC} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_{on}}^{\theta_{on}} V_f d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_{on}}^{2\pi-\theta_{on}} (-V_{j0} + V_{j1} \cos \theta) d\theta \quad (5)$$

因此,

$$V_{j,DC} = \frac{\theta_{on}}{\pi} V_f - V_{j0} \left(1 - \frac{\theta_{on}}{\pi}\right) - \frac{V_{j1}}{\pi} \sin \theta_{on} \quad (6)$$

当二极管导通时,  $V_j = V_f$ ,  $\theta = \theta_{on}$ 。由式(2)可

得关于导通角  $\theta_{on}$  的表达式为

$$\cos \theta_{on} = \frac{V_f + V_{j0}}{V_{j1}} \quad (7)$$

在图 1 实线部分的回路中, 当二极管截止时, 由 KVL 可得

$$-V_{in} + I R_s + V_j = 0 \quad (8)$$

其中

$$I = \frac{d(C_j V_j)}{dt} \quad (9)$$

联立式(8)与式(9)可得

$$R_s \frac{d(C_j V_j)}{dt} = (V_{in} - V_j) \quad (10)$$

由于二极管非线性结电容  $C_j$  是结电压  $V_j$  的单调递增函数, 因此可将  $C_j$  展开成傅里叶级数如下<sup>[9]</sup>:

$$C_j = C_0 + C_1 \cos \theta + C_2 \cos 2\theta + \dots \quad (11)$$

将式(11)带入式(10)中, 并忽略二次以上的谐波分量, 可得

$$\omega R_s (C_1 V_{j0} - C_0 V_{j1}) \sin \theta - \omega R_s C_1 V_{j1} \sin 2\theta = V_{j0} - V_D + (V_P \cos \phi - V_{j1}) \cos \theta - V_P \sin \phi \sin \theta \quad (12)$$

从以上推导过程可知, 式(12)给出的等式在二极管截止时间内均成立, 因此等式两边的对应项应该相等, 从而得到

$$V_{j0} = V_D \quad (13)$$

$$V_{j1} = V_P \cos \phi \quad (14)$$

$$V_P \sin \phi = \omega R_s (C_0 V_{j1} - C_1 V_{j0}) \quad (15)$$

考虑到实际中在二极管截止期间  $R_s$  两端的压降非常小,  $V_j$  与  $V_{in}$  之间的相位差  $\phi$  很小, 为了简化推导过程, 这里将  $\phi$  近似视为 0, 于是由式(14)可得

$$V_{j1} \approx V_P \quad (16)$$

将式(13), (16)带入式(7)可得

$$V_P = \frac{V_f + V_D}{\cos \theta_{on}} \quad (17)$$

将式(13), (16)带入式(6), 再与式(3)联立, 可

得到如下关系式

$$\frac{V_p}{V_D} \sin \theta_{on} - \theta_{on} (1 + \frac{V_f}{V_D}) = \frac{\pi R_s}{R_L} \quad (18)$$

将式(17)与式(18)联立，可以求出以下关系式

$$\tan \theta_{on} - \theta_{on} = \frac{\pi \frac{R_s}{R_L}}{(1 + \frac{V_f}{V_D})} \quad (19)$$

由式(19)可以看出，导通角  $\theta_{on}$  由  $R_s$  与  $R_L$  的比值，以及  $V_f$  与  $V_D$  的比值所确定。对于肖特基二极管而言，其开启电压  $V_f$  的典型值大约在 0.6V 至 0.8V。因此，根据给定的  $V_D$ ， $V_L$  以及与二极管型号有关的参数  $R_s$ ， $V_f$  便可以通过迭代，求得导通角  $\theta_{on}$ 。再通过对输入电压  $V_{in}$  与结电压  $V_j$  时域波形的计算，便可以定量地求出二极管的能量转换效率。二极管能量转换效率是导通角  $\theta_{on}$ 、给定的  $V_D$ ， $R_L$  以及相应的二极管参数的函数。

二极管能量转换效率定义为：

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{in}} = \frac{P_{DC}}{P_{Loss} + P_{DC}} \quad (20)$$

其中： $P_{DC}$  为负载  $R_L$  上的直流功率； $P_{Loss}$  为二极管所消耗的能量，二者的定义分别如式(21)，(22)所示。

$$P_{DC} = \frac{V_D^2}{R_L} \quad (21)$$

$$P_{Loss} = L_{on,R_s} + L_{off,R_s} + L_{on,diode} + L_{off,diode} \quad (22)$$

其中： $L_{on,R_s}$  为导通期间  $R_s$  上的损耗， $L_{off,R_s}$  为截止期间  $R_s$  上的损耗。 $L_{on,diode}$  为导通期间二极管结阻抗上的损耗， $L_{off,diode}$  为截止期间二极管结阻抗上的损耗：

$$L_{on,R_s} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_{on}}^{\theta_{on}} \frac{(V_{in} - V_f)^2}{R_s} d\theta \quad (23)$$

$$L_{off,R_s} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_{on}}^{2\pi - \theta_{on}} \frac{(V_{in} - V_j)^2}{R_s} d\theta \quad (24)$$

$$L_{on,diode} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_{on}}^{\theta_{on}} \frac{(V_{in} - V_f)V_f}{R_s} d\theta \quad (25)$$

$$L_{off,diode} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_{on}}^{2\pi - \theta_{on}} \frac{(V_{in} - V_j)V_j}{R_s} d\theta \quad (26)$$

为进一步简化分析，根据假设(4)：二极管反向偏置时，二极管的结阻抗为无穷大，即反偏电流为 0。所以截止期间二极管结阻抗上的损耗可以忽略不计，即认为  $L_{off,diode} = 0$  则有

$$L_{R_s} \approx L_{on,R_s} = \frac{1}{2\pi R_s} \int_{-\theta_{on}}^{\theta_{on}} (-V_D - V_f + V_p \cos \theta)^2 d\theta \quad (27)$$

$$L_{diode} = L_{on,diode} = \frac{1}{2\pi R_s} \int_{-\theta_{on}}^{\theta_{on}} V_f (-V_D - V_f + V_p \cos \theta) d\theta \quad (28)$$

将式(17)，(21)，(27)，(28)带入式(20)，可得到二极管能量转换效率的表达式为

$$\eta = \frac{1}{1 + M_1 + M_2} \quad (29)$$

其中：

$$M_1 = \frac{R_L(V_D + V_f)\theta_{on}}{\pi R_s V_D^2} (\frac{V_D + V_f}{2 \cos^2 \theta_{on}} + V_D) \quad (30)$$

$$M_2 = -\frac{R_L(V_D + V_f)}{\pi R_s V_D^2} (\frac{3V_D + V_f}{2}) \tan \theta_{on} \quad (31)$$

其中  $\omega = 2\pi f_c$  为载波的角频率，二极管非线性结电容  $C_j$  用二极管的零偏结电容  $C_{j0}$  表示为

$$C_j = C_{j0} \sqrt{\frac{V_f}{V_f + |V_D|}} \quad (32)$$

由式(29)可以计算得到在指定直流输出功率情况下的二极管能量转换效率。但在分析过程中，往往还需得到在不同输入功率情况下的二极管能量转换效率，并以此确定最优输入功率范围，从而确定系统的发射功率以及传输距离等指标。为此，需要推导出导通角  $\theta_{on}$  与输入功率  $P_{in}$  之间的关系。

现将一个周期内流过二极管串联电阻  $R_s$  的电流  $I$  表示如下:

$$I = I_0 + I_{1,Re} \cos \omega t + I_{1,Im} \sin \omega t \quad (33)$$

其中:  $I_0$  是电流的直流分量;  $I_{1,Re}$ ,  $I_{1,Im}$  分别代表电流基频分量的实部和虚部, 同样按照对电流的时域波形进行积分的方法, 可以得到这 3 个分量的具体表达式如下:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi R_s} \left[ \int_{-\theta_{on}}^{\theta_{on}} (V_{in} - V_f) d\theta + \int_{\theta_{on}}^{2\pi - \theta_{on}} (V_{in} - V_j) d\theta \right] \quad (34)$$

$$I_{1,Re} = \frac{1}{\pi R_s} \left[ \int_{-\theta_{on}}^{\theta_{on}} (V_{in} - V_f) \cos(\theta + \phi) d\theta + \int_{\theta_{on}}^{2\pi - \theta_{on}} (V_{in} - V_j) \cos(\theta + \phi) d\theta \right] \quad (35)$$

$$I_{1,Im} = \frac{1}{\pi R_s} \left[ \int_{-\theta_{on}}^{\theta_{on}} (V_{in} - V_f) \sin(\theta + \phi) d\theta + \int_{\theta_{on}}^{2\pi - \theta_{on}} (V_{in} - V_j) \sin(\theta + \phi) d\theta \right] \quad (36)$$

则二极管对于基频信号的输入阻抗可以表示为

$$Z_{diode} = \frac{V_p}{I_{1,Re} - jI_{1,Im}} \quad (37)$$

考虑到在实际的微带线整流电路中可通过阻抗匹配网络将二极管的输入阻抗匹配为实阻抗, 因此只取式(37)的实部, 即

$$Z_{diode} = \frac{\pi R_s}{\cos \theta_{on} \left( \frac{\theta_{on}}{\cos \theta_{on}} - \sin \theta_{on} \right)} \quad (38)$$

联立式(17)、(38)便可以建立起二极管参数、导通角  $\theta_{on}$  与输入功率  $P_{in}$  之间的关系

$$P_{in} = \frac{V_p^2}{2Z_{diode}} = \frac{(V_f + V_D)^2 \left( \frac{\theta_{on}}{\cos^2 \theta_{on}} - \tan \theta_{on} \right)}{2\pi R_s} \quad (39)$$

### 3 整流电路仿真结果

整流电路是微波整流天线的重要组成部分, 同时也是影响整流效率最重要的因素之一。尽管目前已经提出了多种整流电路模型, 如桥式和半桥式整流电路等, 但单个二极管并联被证明是最实用、最经济的方式<sup>[13]</sup>。本节基于微带电路设计了一款工作频率  $f_c=2.45$  GHz 的整流电路, 该整流电路由输入匹配电路、并联肖特基整流二极管以及直流滤波器构成, 其原理图如图 3 所示。该原理图中将接收天线等效为一个  $50 \Omega$  内阻的功率源, 这导致直流电流会流经功率源内阻, 而实际电路中不会发生这种情况。为保证仿真结果与实际电路一致, 需在整流电路的输入端加入一个截止频率为 1 GHz 的理想高通滤波器以阻止直流回流<sup>[5]</sup>。该微带整流电路采用单个二极管并联整流方式, 其中肖特基二极管型号为 Agilent HSMS-282C, 其单个二极管的主要参数如下表 1 所示。

表 1 Agilent HSMS-282C 型二极管主要参数

$C_{j0}(pF)$	$R_s(\Omega)$	$V_f(V)$	$V_{br}(V)$
0.7	6	0.34	15

在此基础上, 利用 ADS 射频仿真软件对图 3 所示整流电路进行了时域仿真。并根据表 1 中给出的二极管参数, 利用第 2 节中建立的二极管整流电路模型进行计算。分别得出了在负载  $R_L=500 \Omega$ , 输入功率从 0 mW 递增至 400 mW 时整流电路的能量转换效率(定义与式(20)一致)、输出直流电压的变化曲线, 如图 4 所示。

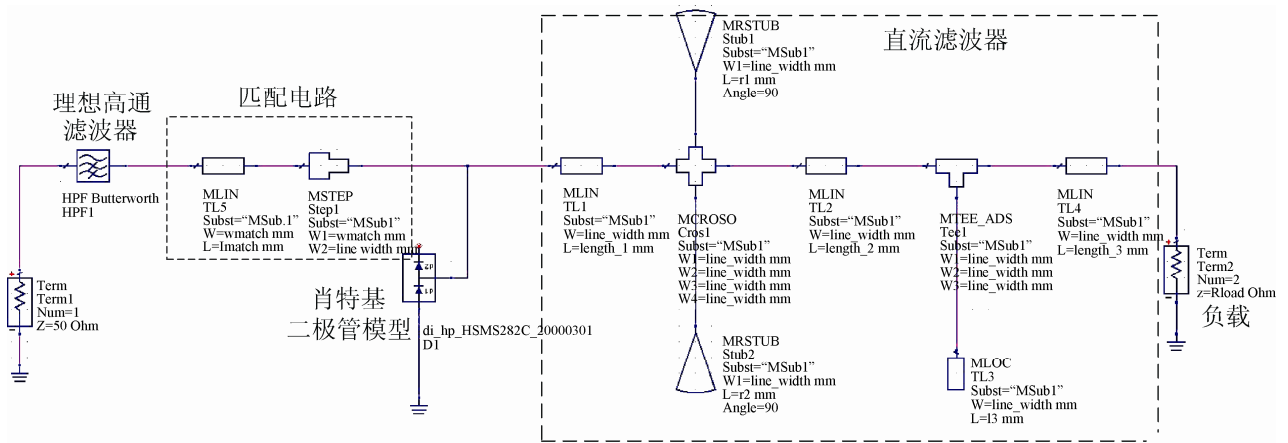
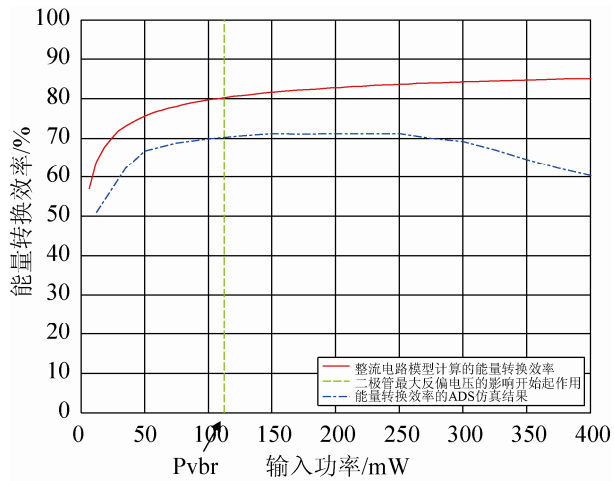
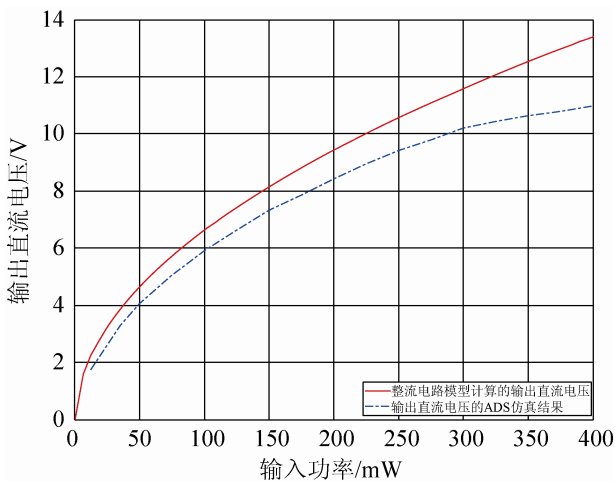


图 3 整流电路仿真原理图



(a) 能量转换效率随输入功率变化的曲线



(b) 输出直流电压随输入功率变化的曲线

图 4 能量转换效率、输出直流电压随输入功率变化的曲线

整流电路模型的计算结果是在不考虑高次谐波影响以及二极管最大反偏电压  $V_{br}$  的理想情况下

得到的,从图 4 中整流电路模型的计算结果可以看出整流电路的能量转换效率随输入功率的增加而增加,最后趋于平稳。而整流电路的 ADS 仿真结果表明,当输入功率较小时,随着输入功率的增加,整流电路的能量转换效率先逐渐增大,并将一定输入功率范围内基本保持恒定。但随着输入功率的进一步增加,整流效率将出现下降。这主要是由于输入功率增大到一定程度时,二极管两端的压降超过其最大反偏压降  $V_{br}$  所致。文献[9]指出,二极管反向截止电压开始起作用时对应的临界输入功率为  $P_{V_{br}} = V_{br}^2 / 4R_L$ 。实际应用中,应该避免二极管所承受的反偏电压大于其额定的最大反偏电压,否则可能造成二极管的损坏。除此之外,整流电路模型与 ADS 仿真所给出的能量转换效率有约 10% 的差异,这主要是由于整流电路模型忽略了高次谐波的损耗所致。

#### 4 超窄带信号携能特性分析

众所周知,正弦波是功率型信号,其 Fourier 变换是个冲击函数,在频域能量高度集中,是最好的携能信号形式。现有的 WPT 系统均采用正弦信号作为载体进行无线输能。但正弦信号理论上带宽为零,无法传递任何有用信息。如果假设正弦波的频率保持不变,在其波形(幅度、相位、形状或对称性等方面)上发生略微抖动,则其频谱能量仍高度集中在载频上,但两旁会出现与随机抖动相对应



的连续谱,此外在载频的谐波处还往往出现离散的谱线。但由于波形上的抖动很微小,连续谱和谐波离散谱的能量远低于载频能量。如果载波波形的微小抖动受控于有用信息,就能最大限度压缩用于传输信息的频谱。超窄带调制技术(Ultra Narrow Band, UNB)<sup>[10]</sup>正是基于这“看似简单”的思路发展

而来的,即设法使表示零和非零数据的载波波形稍有不同,使得超窄带调制波形与正弦波极为“相似”,能量高度集中,具有与正弦波几乎一致的优异携能特性。基于上述思路,采用超窄带调制信号作为信息与能量统一的载体,构建了 SWIPT 系统的框图如图 5 所示。

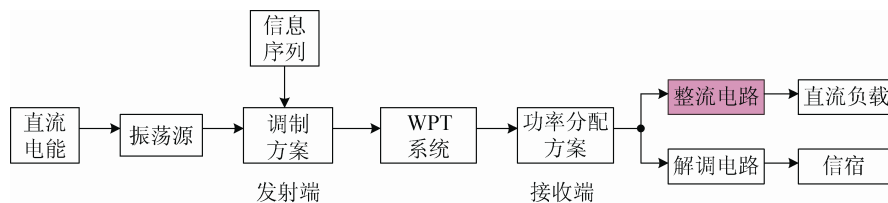


图 5 无线携能通信系统框图<sup>[11]</sup>

如图 5 所示, SWIPT 系统主要由发送端的调制模块、WPT 系统以及接收端的功率分配模块构成。发射端采用保留载波的 UNB 体制对正弦载波进行调制,发射端与接收端之间依靠 WPT 系统作为纽带相连接,构成能量与信息传输的无线链路。接收端通过功率分配方案,将载频上高大的“频谱树”<sup>[14]</sup>用于能量收集,将低带上低矮的“频谱草”<sup>[14]</sup>用于信息解调。从而实现信息与能量的同时传输。

直观认为,调制信号波形与正弦信号越相似,其携能特性越优。为了定量地描述超窄带信号的携能特性。本文采用载波能量在信号总能量中所占的百分比来表征信号能量的集中程度。[15]中对 UNB 调制中最简单的一个特例,即 EBPSK 调制信号的功率谱进行了详细的理论分析与推导,并给出了 EBPSK 信号功率谱中连续谱、离散谱以及载频功率谱的计算表达式,从而可以方便地求得不同调制占空比下,EBPSK 调制信号中载波能量占信号总能量的百分比,如图 6 所示。图 6 中还给出了采用 Welch 功率谱估计方法求得的载波能量占信号总能量的百分比。

从图 6 可以看出,当调制占空比取值满足  $N \geq 20, K = 2$  时,理论计算与功率谱估计计算结果均表明:EBPSK 信号载波能量占总能量的 90% 以上,且随着 N 取值的增大而逐渐趋近于 100%,

可见 EBPSK 信号的能量高度集中在载频,因此具有优异的携能特性。而且,  $B=0$  的 MCM 调制作为 EBPSK 的一个特例,其能量更为集中,非常适合于携能通信应用。

利用图 3 所示整流电路分别对正弦信号与 MCM 调制信号的整流特性进行了仿真,仿真结果如图 7 所示。图 7 分别给出了正弦信号与 MCM 调制信号在负载阻值为  $500 \Omega$  和  $700 \Omega$  时,能量转换效率随输入功率的变化曲线。在负载阻值为  $500 \Omega$ ,输入功率  $240 \text{ mW}$  时,正弦信号获得最大的能量转换效率为 71.1%,而此时 MCM 调制信号可获得最大能量转换效率为 69%。

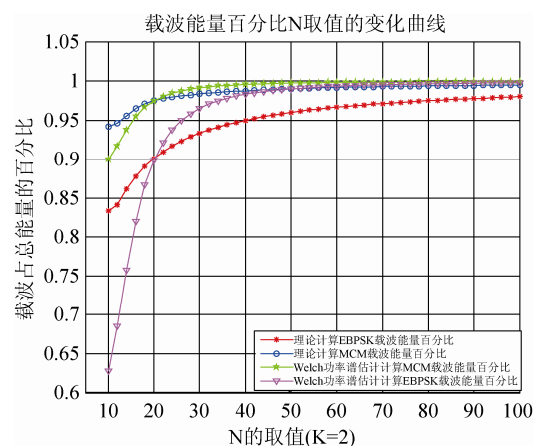


图 6 不同调制占空比下超窄带调制信号中载波能量占总能量百分比

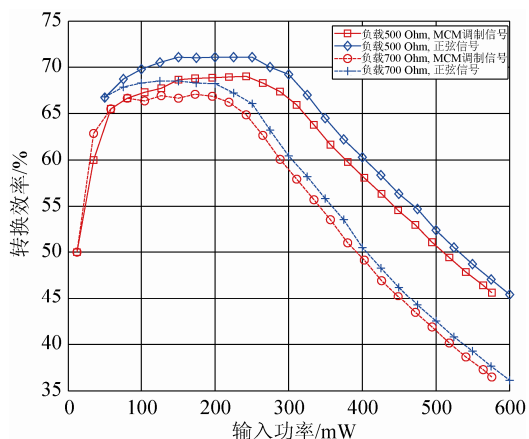


图 7 正弦信号与 MCM 调制信号(K=2, N=20) 能量转换效率随输入功率变化曲线

在负载阻值为  $700 \Omega$ ，输入功率  $150 \text{ mW}$  时，正弦信号获得最大的能量转换效率为  $68.5\%$ ，而此时 MCM 调制信号的能量转换效率为  $66.6\%$ 。可见，对于调制参数为  $K=2$ ， $N=20$  的 MCM 调制信号而言，其携能特性和纯粹的正弦波仅有约  $2\%$  的微小差距，且随着  $N$  取值的增大，这一差距将进一步缩小。当调制参数为  $K=2$ ， $N=20$  时，MCM 调制信号可获得高达  $122.5 \text{ Mbps}(f_c/N)$  的信息传输速率。超窄带信号这种集信息载体与能量载体于一身的特性，是传统调制技术所无法比拟的。

## 5 结论

1) 第 2 节给出的整流电路模型是在不考虑高次谐波影响以及二极管最大反偏电压  $V_{br}$  的理想情况下得到的，准确性还有待提高；

2) 该简化模型可用于初步估计在不同工作频率下选用不同参数的整流二极管时，整流电路可获得的能量转换效率，指明了通过电路的优化设计可获得的最高能量转换效率，为整流电路的二极管选型、电路设计与优化提供了一定指导；

3) 利用 ADS 软件对所设计的微带整流电路的仿真结果表明，超窄带调制信号具有优异的携能特性，可获得与正弦信号基本一致的能量转换效率；

4) 采用超窄带技术作为携能通信系统的信息调制方案，是一条可行的设计思路。

## 参考文献:

- [1] 杨庆新, 陈海燕, 徐佳芝, 等. 无接触电能传输技术的研究进展 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(7): 6-13.
- [2] 杨雪霞. 微波输能技术概述与整流天线研究新进展 [J]. 电波科学学报, 2009, 24(4): 770-778.
- [3] Yadav R K, Das S, Yadava R L. Rectenna Design, Development and Applications [J]. International Journal of Engineering Science and Technology (S1793-8236), 2011, 3(10): 7823-7841.
- [4] 池玉友, 许建军, 秦占豪. 整流天线技术及应用 [J]. 电子信息对抗, 2007, 22(4): 28-31.
- [5] 邓红雷, 孔力. 高效率微波输电微带贴片接收整流天线的研究与设计 [J]. 太阳能学报, 2006, 27(2): 136-140.
- [6] 邓红雷, 孔力. 一种新颖的  $5.8 \text{ GHz}$  微带贴片整流天线 [J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2007, 35(5): 46-49.
- [7] Nahas J J. Modeling and Computer Simulation of a Microwave-to-DC Energy Conversion Element [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (S0018-9480), 1975, 23(12): 1030-1035.
- [8] Boyakhchyan G P, Banke V A, Lesota S K, et al. Analytical Calculation of A High-Efficiency Microwave Rectifier Employing a Schottky-barrier Diode [J]. Telecom, Radio Engineering(S0033-8486), 1983 (10): 64-66.
- [9] Yoo T W, Chang K. Theoretical and Experimental Development of 10 and 35 GHz Rectennas [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (S0018-9480), 1992, 40(6): 1259-1266.
- [10] 吴乐南. 超窄带高速通信进展 [J]. 自然科学进展, 2007, 17(11): 1467-1473.
- [11] 郑祖翔, 吴乐南. 无线携能通信研究进展 [J]. 无线通信, 2013, 3(6): 155-162.
- [12] 李奥博. 无线能量传输系统中整流技术研究 [D]. 上海: 上海交通大学, 2012.
- [13] William C B. Optimization of the Efficiency and Other Properties of the Rectenna Element [J]. Microwave Symposium Digest (S0149-645X), 1976, 76(1): 144-145.
- [14] 吴乐南. 论独占加共享的频谱划分模式 [J]. 电波科学学报, 2013, 28(4): 605-610.
- [15] Wu Lenan, Feng Man, Qi Chenhao. Analysis and Optimization of Power Spectrum on EBPSK Modulation in Throughput-efficient Wireless System [J]. 东南大学学报(英文版)(S1001-0505), 2008, 24(2): 143-148