太赫兹肖特基二极管混频性能分析

樊国丽 江月松

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 工作在太赫兹波段的肖特基混频二极管的混频性能会受到高频效应的影响而降低. 将有限差分算法引入二极管内部电磁场的计算中,并从结电容并联效应、趋肤效应、等离子共振、速率饱和效应四个方面分析了高频效应对二极管混频性能的影响,并以截止频率作为品质因数,对二极管结构参数进行优化设计. 仿真实验结果表明:随着频率的提高,减小阳极直径、减小外延层厚度和提高外延层掺杂浓度能减小高频效应的影响,提高太赫兹二极管的混频性能.

关 键 词: 太赫兹波; 肖特基势垒二极管; 高频效应; 有限差分方法

中图分类号: TN 36

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2010)12-1440-04

Schottky diodes mixing performance evaluation in terahertz band

Fan Guoli Jiang Yuesong

(School of Electronics and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: Schottky diodes mixing performance can decrease as high-frequency effects in terahertz band. The finite difference technique was used to calculate the electromagnetic field within the diode chip and the influence of high-frequency effects on mixing performance was analyzed from the shunting of the junction capacitance, the skin effect, the plasma resonance effect and velocity saturation effect, respectively. Finally, the structure parameters were optimized when the cut-off frequency as the figure of merit. Simulation results show that diode mixing performance can be improved by reducing the anode diameter and the epilayer thickness, and increasing the epilayer doping density, and will benefit the development of the high frequency mixing diodes.

Key words: terahertz wave; Schottky barrier diodes; high-frequency effect; finite difference methode

太赫兹波是指频率为0.1～10 THz(1 THz=10^{12} Hz)范围内的电磁波,其光子对应的能量为0.414～41.4 meV,与分子和材料的低频振动和转动能量范围相匹配. 这些特点使其在天体物理、大气科学、生物医学和军事安全等方面具有广阔的应用前景[1-3]. 在太赫兹波段的开发和利用中,探测太赫兹信号具有举足轻重的意义. 基于相干脉冲时域连续波探测技术的超外差检测器在微波、毫米波和太赫兹频率范围内具有较高的灵敏度和频率分辨率. 它在探测太赫兹信号时需要一个非线性设备——混频器,将难处理的高频信号下变频到可处理的较低频信号(也称中频信号),然后对低频信号进行放大和测量. 目前,GaAs肖特基二极管(SBD, Schottky Barrier Diode)已被证明是常温下太赫兹频段最好的混频器件,提高其性能不仅能提高接收机的灵敏度,还能拓宽所观察的电磁波谱范围.

截止频率是衡量二极管混频性能的一个重要参数. 它正比于直流串联电阻和零偏结电容乘积的倒数,当工作频率接近或者高于1 THz时,出现的高频效应会影响这两个参数,使得二极管设计和优化问题变得异常复杂. 因此,如何减小或消

收稿日期: 2009-11-06

作者简介: 樊国丽(1979—),女,山西夏县人,博士生,glfan@ee.buaa.edu.cn.

除高频效应,提高二极管的混频性能是二极管设计过程中的一个关键问题.国内外许多学者对此进行了研究,文献[4－5]提出了高频效应对二极管混频性能的影响,但对高频效应如何影响以及如何减小其影响分析的并不全面.本文将有限差分算法引入二极管芯片内部电磁场的计算中,较为全面地分析了高频效应对二极管混频性能的影响.有限差分算法在计算二极管高频阻抗时考虑了以下几个因素:①外延层和基底的掺杂浓度不同;②趋肤效应;③载流子惯性;④介电弛豫.

1　有限差分算法

在研究过程中,为了简化计算过程和不影响结果,假设:芯片为轴对称,且肖特基连接在芯片中心,欧姆接触在芯片底部.由于芯片是方位对称的,根据电磁场理论,麦克斯韦核心方程可用一个二维偏微分方程来表示[6],该微分方程在柱坐标下的表达式为

$$\frac{\partial^2 Q}{\partial r^2}-\frac{1}{r}\frac{\partial Q}{\partial r}+\frac{\partial^2 Q}{\partial z^2}-\gamma^2 Q=0 \tag{1}$$

式中,$Q=rH_\theta$,表示磁场强度(标量);r 是到芯片中心的径向距离;γ 是半导体的传播常数,$\gamma=[\mathrm{j}\omega\mu_0(\sigma_s+\mathrm{j}\omega\varepsilon)]^{1/2}$,其中 ω 是角频率,σ_s 是基底电导率,ε 是介电常数,μ_0 是磁导率.

由于二极管内部边界条件比较复杂,传播常数 γ 又不连续,式(1)没有解析解,所以在二维(r,z)晶格阵列中求其数值解.如图 1 所示,阵列涵盖了芯片的外延层、基底和欧姆接触,每个晶格点对应一个 Q 值,可通过差分方程用临近点的 Q 值来表示,新 Q 值和旧 Q 值之间存在如下关系:

$$Q_{\mathrm{new}}\leftarrow Q_{\mathrm{old}}+w(Q_{\mathrm{new}}-Q_{\mathrm{old}}) \tag{2}$$

式中 w 是超松弛因子,一般大于等于 1,在仿真过程中 w 取值区间为[1.5,1.75].经过多次迭代计算,最终得到 Q 的稳态解.在求解过程中,为提高计算速度和精度,晶格阵列的密度是可变的.求得 Q 值后,根据麦克斯韦方程,电场强度可表示为

$$E_r=\frac{\mathrm{j}\omega\mu_0}{r\gamma^2}\frac{\partial Q}{\partial z} \tag{3}$$

$$E_z=\frac{\mathrm{j}\omega\mu_0}{r\gamma^2}\frac{\partial Q}{\partial r} \tag{4}$$

求解过程中,各部分交界处必须满足如下条件:

区域①和区域④中,电流只流过 z 方向,所以 $E_r=0$,$\partial Q/\partial z=0$.区域②和区域⑤中,在太赫兹频段,电场的切向分量比法向分量小得多,可近似为等电位,所以$\partial Q/\partial z=0$.区域③中,由于半导体和绝缘体之间的电场为 0,所以 $E_z=0$,$\partial Q/\partial r=0$.区域⑥和区域⑦中,即外延层和基底的交界、基底与欧姆接触的交界,计算时要考虑 γ 的变化,差分方程变为

$$Q_{\mathrm{new}r,z}=\left[\frac{\gamma_z^2(Q_{r+1,z}+Q_{r-1,z})}{\Delta\gamma^2}-\frac{\gamma_z^2(Q_{r+1,z}-Q_{r-1,z})}{2r\Delta r}+\frac{\gamma_{z-1}^2Q_{r,z+1}-\gamma_z^2Q_{r,z-1}}{\Delta z^2}\right]\Big/\left[\gamma_z^2\gamma_{z-1}^2+\frac{2\gamma_z^2}{\Delta r^2}+\frac{2(\gamma_z^2+\gamma_{z-1}^2)}{\Delta z^2}\right] \tag{5}$$

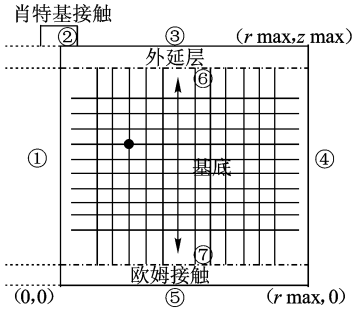

图 1　有限差分算法的区域分布图

2　肖特基二极管的高频效应

2.1　结电容并联效应

当二极管工作频率高于 300 GHz 时,二极管的设计就变得非常复杂,其中一个重要原因是结电容并联效应[5].当 SBD 工作在高频时,由于结电容 C_j 并联于非线性结电阻 R_j,结近似于短路,绝大部分能量都消耗在串联电阻上,导致 SBD 与射频电路阻抗不匹配,并最终增大二极管的噪声温度,使二极管的混频性能变差.由结电容的计算公式[7]可知,随着频率的提高,要减轻上述不利影响,需要减小阳极直径 d 或者减小外延层掺杂浓度 N_e.但由于 R_j 和阳极面积 A 成反比,减小 d 并不能减小结电容并联效应,但能使二极管和混频电路之间更好地实现阻抗匹配.

2.2　趋肤效应

当二极管工作频率升高至 1 THz 时,会出现多种高频效应使二极管的串联阻抗随着频率的增大而增大,其中一个重要效应是趋肤效应[7].当高频交流电流通过二极管时,高频电流产生的磁场在导体内部会感应较大的电动势,迫使电流密集在半导体芯片表面流动,芯片边缘电流的拥挤会使二极管电阻增大.

流过芯片的能量可用沿着芯片张成的封闭曲面的坡印廷矢量积分来表示:

$$\boldsymbol{P}=-\oint_S\boldsymbol{E}\times\boldsymbol{H}^*\cdot\mathrm{d}\boldsymbol{S} \tag{6}$$

串联阻抗 Z_s 用式(7)计算:

$$Z_s=\frac{\boldsymbol{P}}{I\cdot I^*} \tag{7}$$

式中 I 是流过芯片的电流，依据前面选择的边界条件，$I=2\pi$. 根据散度定理和矢量的性质，得到二极管的串联阻抗 Z_s 为

$$Z_s=\frac{1}{4\pi^2}\int_V \sigma_{sub}\boldsymbol{E}\cdot\boldsymbol{E}^*\,\mathrm{d}\boldsymbol{V}+$$

$$\frac{\mathrm{j}\omega}{4\pi^2}\int_V(\varepsilon\boldsymbol{E}\cdot\boldsymbol{E}^*+\mu_0\boldsymbol{H}\cdot\boldsymbol{H}^*)\,\mathrm{d}\boldsymbol{V} \tag{8}$$

对其进一步分析、计算、仿真，可得到不同直径和频率下，趋肤效应增加的阻抗 Z_{skin} 和基底掺杂浓度 N_s 之间的关系，如图 2 所示. 由图 2 可知，频率越大，Z_{skin} 越大，同频率下大直径的二极管对应的 Z_{skin} 小；N_s 越大，Z_{skin} 越小，当 $N_s>1\times10^{18}$ cm^{-3}，$Z_{skin}<2\,\Omega$，当 $N_s>1\times10^{19}$ cm^{-3} 时，$Z_{skin}\approx0$. 因此，要减小趋肤效应对串联阻抗的影响，需增大 d 和提高 N_s. 此外，根据趋肤效应的产生机理，减小基底厚度也能减小趋肤效应阻抗.

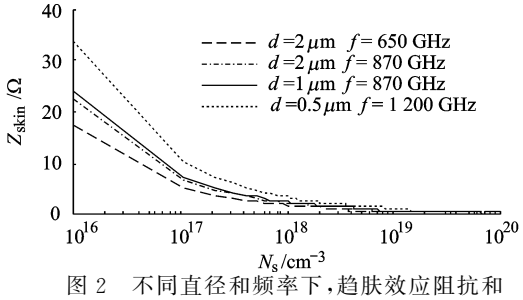

图 2 不同直径和频率下，趋肤效应阻抗和基底掺杂浓度的关系

2.3 载流子惯性和介电弛豫

当工作频率接近 1 THz 时，影响其混频性能的另一个重要效应是载流子惯性和介电弛豫[7]，它们对二极管混频性能的影响可用传播常数 γ 分析. 此时电导率 σ_s 为

$$\sigma_s=\frac{\sigma_0}{1+\mathrm{j}\omega\tau} \tag{9}$$

式中，σ_0 是直流电导率；τ 是电子弛豫时间，根据宏观半导体特性，电子弛豫时间 τ 近似为

$$\tau=\frac{m^*\mu}{q} \tag{10}$$

式中，m^* 是电子的有效质量；μ 是电子迁移率. 在高掺杂 GaAs 半导体中，τ 平均值接近于 1 THz，这说明在 1 THz 附近，由载流子惯性产生的影响非常重要. 载流子惯性和介电弛豫使传播常数 γ 的虚部有正有负，在等离子频率附近，由它们产生的感性阻抗和容性阻抗会产生共振，严重影响二极管的串联阻抗. 由式(8)和文献[8]可知，它们对阻抗的影响主要体现在校正因子 M 上.

$$M=\left\{\frac{1}{1+\mathrm{j}(\omega/\omega_s)}+\mathrm{j}(\omega/\omega_d)\right\}^{-1} \tag{11}$$

式中，$\omega_s=\dfrac{q}{m^*\mu}$ 是散射频率；$\omega_d=\dfrac{\sigma_s}{\varepsilon}$ 是介电弛豫频率. 图 3 给出了不同掺杂浓度下，校正因子 M 和频率的关系. 由图 3 可知，在等离子频率附近，$\mathrm{Re}\,M$ 有个很大的峰值，这是载流子惯性和介电弛豫共振引起的. 当掺杂浓度大于 5×10^{18} cm^{-3} 时，在 1～10 THz 范围内，$\mathrm{Re}\,M$ 近似为 0，它们对二极管阻抗值的影响可以忽略不计. 当频率小于 ω_p 时，阻抗呈感性，即散射电流较大. 要减小散射电流，就要减小电子的碰撞次数，增大电子迁移率 μ，所以选用 μ 较大的材料也能减小其影响，提高截止频率.

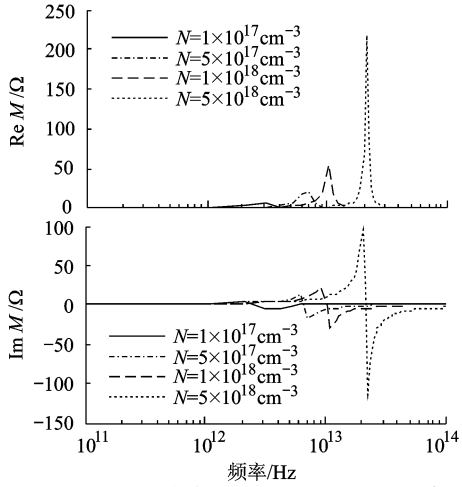

图 3 不同掺杂浓度下，校正因子 M 和频率的关系

2.4 载流子速率饱和

在半导体器件中，电子速率最大不能超过饱和速率. 当工作频率较高时，电子速率在较小的泵浦功率下就能达到饱和，因此在太赫兹频段，速率饱和效应对二极管性能的影响不容忽视[5].

为了理解载流子速率饱和对二极管性能的影响，本文分析一个本振周期内的电子运动. 当本振电压为正向最大值时，外延层耗尽，电子流向肖特基势垒；当本振电压为负向最大值时，外延层未耗尽，结近似开路. 随着频率的升高，电子会越来越快的耗尽或者未耗尽外延层. 在某个频率，电子速率达到饱和，不会随着本振电压发生变化，从而减小了耗尽层的调制深度，减小了二极管的非线性，降低了其混频效率.

外延层掺杂浓度较低、厚度较厚的二极管反向击穿电压大，则 C_j 的调制范围就大，二极管的混频性能就好，但会增加外延层阻抗[9]. 也就是说减小外延层阻抗和增大结电容的调制范围相矛盾，需要对其进行优化. 取外延层厚度 t_e 值较小，N_e 较大，并使反向击穿时，外延层耗尽. 为了验证这一假设，设计仿真了 2 组参数的二极管，其值见

表 1. 取值时,令零偏结电容 C_{j0} 基本不变,使它们可在同一个环境下进行测试. 从表 1 可知,虽然二极管 B 的反向击穿电压 V_B 是 A 的一半,电容调制会减小,但是其串联电阻也近似为 A 的一半,截止频率提高了将近一倍. 因此,减小外延层厚度,提高外延层掺杂浓度,并使二极管反向击穿时,外延层耗尽,既可减小外延层阻抗,又不会减小电容调制.

表 1　2 种不同参数的二极管性能比较

二级管	N_e/cm^{-3}	$t/\mu m$	$d/\mu m$	R/Ω	V_B/V	C_{j0}/fF	C_j/fF
A	3.5×10^{16}	1.0	6.3	9.5	20	20	5
B	1.0×10^{17}	0.6	4.7	5.3	10	22	7.5

3　优化仿真

从上述分析可以看出,高频效应对串联电阻和结电容的影响和二极管的结构参数有关. 提高 N_e 能减小 Z_{skin},但是却增大了结电容并联效应的影响;减小 t_e 能减小外延层阻抗,但是也减小了结电容的调制幅度;减小 d 能更好地实现二极管和射频电路之间阻抗匹配,但是却增大了 Z_{skin}. 因此需要对这些参数进行综合优化.

截止频率 f_{co} 是衡量二极管混频性能的一个重要参数.

$$f_{co}=\frac{1}{2\pi R_s C_{j0}} \tag{12}$$

式中 R_s 是在前偏电压较大($X_d=0$),电流为直流的情况下测到的串联电阻;C_{j0} 是零偏结电容. 图 4 是以 t_e 和 N_e 为参数,f_{co} 和 d 之间的关系,其中 $N_s=5.0\times10^{18}\ cm^{-3}$. 从图 4 可知,$N_e$ 越大,t_e 越小,d 越小,f_{co} 的最大值越大,二极管的混频性能更好.

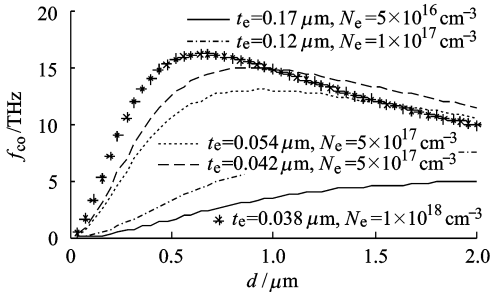

图 4　不同外延层厚度和掺杂浓度下,截止频率和阳极直径的关系

4　结　论

用有限差分算法计算二极管内部的电磁场,并分析了二极管内部存在的高频效应,这些效应会增加二极管的高频串联阻抗. 有限差分算法在计算高频串联阻抗时考虑了高频效应,对基底掺杂浓度和外延层掺杂浓度不同的二极管来说,是非常精确的. 通过分析高频效应对二极管混频性能的影响,得出以下结论:要减小结电容并联效应,需要减小阳极直径和外延层掺杂浓度;要减小趋肤效应,需要增大阳极直径和提高基底掺杂浓度;要减小等离子共振效应,需要提高外延层掺杂浓度和减小外延层厚度;要减小速率饱和效应,需要增大外延层厚度和减小外延层掺杂浓度. 这些结构参数之间彼此牵连,不能单一地说增大某个参数还是减小某个参数,最后以截止频率为品质因数对结构参数进行优化仿真,得到的结论对太赫兹混频二极管的研制具有重要的指导意义.

参考文献(References)

[1] Gulkis S, Allen M, Backus C, et al. Remote sensing of a comet at millimeter and submillimeter wavelengths from an orbiting spacecraft[J]. Planetary and Space Science. 2007, 55(9): 1050－1057

[2] Jacobs E, Moyer S, Franck C, et al. Concealed weapon identification using terahertz imaging sensors[C]// Terahertz for Military and Security Applications Iv 2006. Orlando (Kissimmee), FL, USA: SPIE, 2006: 6210J－62110

[3] Hubers H W. Terahertz heterodyne receivers[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2008, 12(2): 378－391

[4] Crowe T W, Mattauch R J, Roser H P, et al. GaAs Schottky diodes for THz mixing applications[C]// Proceeding of the IEEE. [S. l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 1992: 1827－1814

[5] Siles J V, Grajal J, Krozer V, et al. Schottky diode-based mixers design and optimization at millimetre and submillimetre-wave bands[C]// Microwave Conference. Madrid, Spain: ETSI Telecomunication, 2005: 1753－1756

[6] Dickens L E. Spreading resistance as a function of frequency [J]. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 1967, 15(2): 101－109

[7] Bozhkov V G. Semiconductor detectors, mixers, and frequency multipliers for the terahertz band[J]. Radiophysics and Quantum Electronics, 2003, 46(8): 631－656

[8] William C B, Peatman T W C. Design and fabrication of ultra-small GaAs Schottky barrier diodes for low-noise terahertz receiver applications[C]//Cornell Conference on Advanced Concepts in. Ithaca, NY, USA: IEEE, 1989: 390－398

[9] Cojocari O, Sydlo C, Hartnagel H, et al. Schottky-structures for THz-applications based on quasi-vertical design-concept [C]// 16th International Symposium on Space Terahertz Technology. Göteborg, Sweden: ISSTT, 2005: 490－495

(编　辑:娄　嘉)