

基于无磁芯微型变压器的高效率隔离 DC-DC 设计^{*}

成哲 刘祖韬 吴琼

(南京信息工程大学电子与信息工程学院 南京 210044)

摘要:设计了一种采用GSMC 0.35 μm BCD 工艺制作的基于无磁芯微型变压器的高效率隔离式 DC-DC 转换器。分析了无磁芯微型变压器的线宽、内径、线间距、圈数以及原副线圈的间距对隔离 DC-DC 转换器效率的影响,并将 EMX 建模与仿真数据结果最优的一组无磁芯微型变压器模型应用到该隔离 DC-DC 转换器中,最后选择最优的编码与解码方案,进一步提高该转换器转换效率。仿真结果表明,在工作频率为 180 MHz、输入电源电压为 5 V、输出 5 V 隔离电压时,该隔离 DC-DC 转换器输出电流范围为 0~120 mA,最大输出功率为 600 mW,且最高转换效率达到 40%。

关键词:隔离 DC-DC 转换器;无磁芯微型变压器;转换效率;模拟集成电路设计

中图分类号: TN43 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.3040

High-efficiency isolated DC-DC based on a coreless micro-transformer

Cheng Zhe Liu Zutao Wu Qiong

(School of Electronics and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)

Abstract: A high-efficiency isolated DC-DC converter based on a coreless micro-transformer was designed using the GSMC 0.35 μm BCD process. The effects of line width, inner diameter, line spacing, number of turns and distance between primary and secondary coils on the efficiency of isolated DC-DC converter are analyzed, and a set of coreless miniature transformer models with the best EMX modeling and simulation data are applied to the isolated DC-DC converter. Finally, the optimal coding and decoding scheme is selected. Further improve the conversion efficiency of the converter. Simulation results indicate that at a working frequency of 180 MHz, with an input supply voltage of 5 V and an output isolated voltage of 5 V, the converter can output a current range of 0 to 120 mA, with a maximum output power of 600 mW and a peak conversion efficiency of 40%.

Keywords: isolated DC-DC converter; coreless micro-transformer; conversion efficiency; analog IC design

0 引言

随着国内集成电路 CMOS 工艺的不断发展,CMOS 晶体管的特征尺寸也按比例不断减小,芯片面积做得越来越小,电路向着小型化、大规模、高密度、低成本、低功耗和高可靠性的方向发展。隔离电源是目前集成电路领域的一个热门课题^[1]。许多专家学者研究不同的隔离方式,以及不同的隔离型电源器件。变压器隔离型芯片的集成化也不例外,传统的分立式变压器在芯片外部通过焊接,在 PCB 板上与发射端、接收端芯片连接起来^[2]。然而这种变压器体积庞大,占用很大的面积,使得隔离式 DC-DC 芯片的集成化变得困难。一种新型的集成在芯片内部的无磁芯变压器完美的解决了这一缺点,很大程度上减小了芯片的面积,降

低制作成本。作为一种重要无源器件,无磁芯微型变压器(coreless micro-transformer)被广泛应用在集成电路设计中。例如数字隔离器^[3]、隔离 DC-DC 转换器、压控振荡器(voltage-controlled oscillator, VCO)、倍频器、混频器、低噪声放大器(low-noise amplifier, LNA)和功率放大器(power amplifier, PA)等。无磁芯微型变压器可以实现单端信号到差分信号的转换、级间阻抗匹配、功率合成、直流隔离、低噪反馈、交流耦合及带宽扩展等功能。

亚德诺半导体技术有限公司(ADI)一直处于数字隔离技术的世界前茅,推出了 iCoupler® 数字隔离芯片以及 uModule BGA 数字隔离技术。其产品覆盖隔离开关、隔离 DC-DC 转换器等。ADI 主要推出以片上微型变压器(有磁芯或无磁芯)作为隔离栅的数字隔离器。以最新的产品

ADuM642XX 系列为例,该系列产品采用脉冲极性法的编解码方案,具有 0.5 W 的传输功率,最大传输效率为 33%。除了 ADI,德州仪器(TI)的 ISOW774X 系列同样是集成式高效低辐射四通道 DC-DC 转换器,0.55 W 的输出功率,采用开关键控(On-Off keying, OOK)编解码方案^[4],最大传输效率为 36%。国内相比于国外对于隔离 DC-DC 转换器的研究来说,起步较晚、发展较慢。国内的纳芯微电子等公司已设计开发了隔离 DC-DC 转换器,其产品 NSiP882X 系列集成隔离 DC-DC 转换器的双通道数字隔离器,反馈信号的传输使用电容耦合的方式,最大传输效率为 36%。

本文基于 0.35 μm BCD 工艺,设计并优化了一种高效率隔离 DC-DC 转换器,该隔离 DC-DC 转换器采用先进 MEMS 叠层工艺制作的无磁芯微型变压器作为隔离器件、使用 PWM 控制模式、并采用脉冲计数法作为编解码方案,以提高转换效率。

文章第 1 节主要介绍隔离 DC-DC 转换器电路的基本原理以及电路架构,第 2 节分析无磁芯微型变压器对隔离 DC-DC 转换器的影响以及无磁芯微型变压器的仿真与优化结果;第 3 节介绍隔离 DC-DC 转换器整体电路的仿真结果分析;第 4 节给出结论。

1 隔离 DC-DC 转换器的设计

隔离是指将发射端芯片与接收端芯片的直流电流通路进行隔断,并且同时交流信号能够不受其影响继续从发射端芯片传递至接收端芯片。隔离根据不同的耦合方式可以分为电磁隔离、电容型隔离和光电型隔离^[5]。传统的光电耦合隔离因为其工作过程需要进行光电转换,相应的功率损耗也会比较大,并且信号只能单向传输^[6]。电容隔离只能传递信号不能进行功率传输^[7]。电磁隔离相比于电容隔离更适合功率传输场景,其通过变压器来隔离直流电流并进行功率传输^[7]。

如图 1 所示为本文设计的基于无磁芯微型变压器的隔离 DC-DC 转换器整体结构,该芯片以无磁芯微型变压器为界限分为发送端芯片(TX chip)与接收端芯片(RX chip)两部分。发送端通过 LC 振荡器将直流电源电压转换成频率约为 180 MHz 的高频振荡信号,再通过无磁芯微型变压器将此高频电压信号传输到接收端,接收端通过四组集成在芯片内部的肖特基二极管组成的桥式整流滤波电路将高频电压信号转换为直流电压信号。芯片的控制级电路使用误差放大器 II 型补偿的 PWM 反馈控制,编码电路将 PWM 信号编码为脉冲信号,再通过另一个只传输脉冲信号而不传输功率的无磁芯微型变压器反馈回发送端,并在发送端通过解码电路还原 PWM 信号以控制 LC 振荡器的发射功率,从而调节输出电压 VISO 使其在所要求的输出电压范围之内稳定。

本文设计的基于无磁芯微型变压器的隔离 DC-DC 转换器中振荡器是经典的 Class-B LC 振荡器^[8]。其结构如

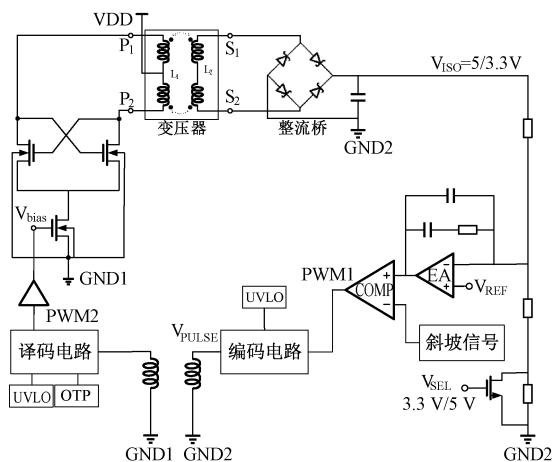


图 1 隔离 DC-DC 转换器整体结构

Fig. 1 Isolated DC-DC converter overall structure

图 2 所示,其中的电感 L_1 为无磁芯微型变压器的原边电感线圈。将变压器原边电感线圈与交叉耦合 NMOS 功率管结合形成 LC 压控振荡器结构,且需要将原边电感线圈中心处引出中心抽头,并将其接到电源 VDD 上。

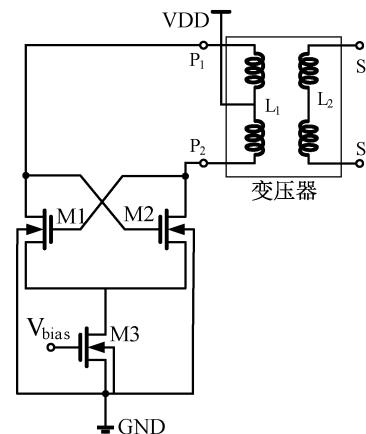


图 2 Class-B LC 振荡器结构

Fig. 2 Class-B LC oscillator structure

利用变压器进行电磁隔离的隔离型 DC-DC 转换器的功率损耗主要集中在无磁芯微型变压器、LC 压控振荡器和桥式整流器这 3 个模块当中^[9]。

桥式整流器的功率损耗在设计中不可忽略,普通二极管的正向导通压降为 0.7 V 左右,而肖特基二极管的正向导通压降为 0.2 V 左右且反向恢复时间短^[10]。在本次设计中的最大输出电流为 100 mA,两者的功耗差值达到 50 mW。本文所采用的 GSMC 0.35 μm BCD 工艺中提供 5、20、40 V 3 种不同耐压的集成式肖特基二极管。由于本次设计中 LC 振荡器产生并由无磁芯微型变压器传输到桥式整流器输入端的高频差分电压信号电压峰值达到 17 V,因此本文选用耐压为 20 V 的集成式肖特基二极管。如图 3 所示,本次设计的桥式整流器由 4 组集成式肖特基二极管组成。

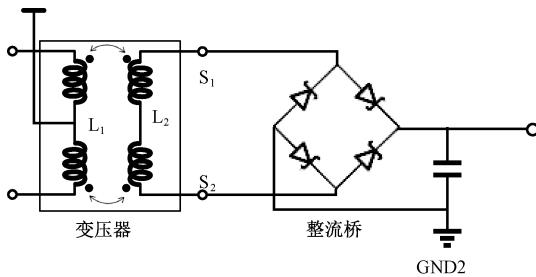


图 3 桥式整流器

反馈控制级电路编解码方案设计是本文隔离 DC-DC 转换器设计的难点之一。现有的隔离 DC-DC 转换器的编解码方案有文献[1]所使用的脉冲极性法与文献[9]所使用的 OOK 两种方案,在本文的设计中采用脉冲计数法作为编解码方案,并且添加防止误码的刷新电路与看门狗。对于脉冲极性法而言,其正负脉冲信号的频率通常需要达到千兆赫兹,此时驱动级需要消耗非常大的电流,这样会使得变压器上的损耗过大,导致功耗增加,而且对于负脉冲来说,非常容易受到系统内部或外部环境的电磁场干扰,最终导致编解码失效而出现误码;对于 OOK 而言,将高电平编码为高频振荡信号,额外的振荡电路使得设计更加负责,且功耗大,编码振荡信号的频率限制了解码的准确度,误码率较高。基于上述两种编解码方案的缺陷,本文采用功耗较小、误码率较低的脉冲计数法作为该系统控制级电路的编解码方案。脉冲计数法编码电路结构如图 4 所示。

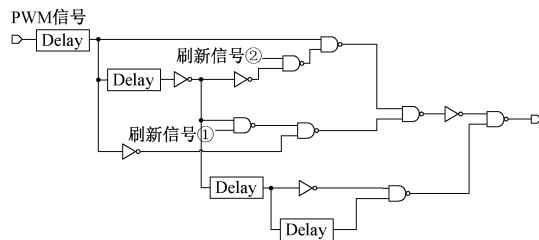


图 4 脉冲计数法编码电路结构
Fig. 4 Pulse counting code circuit structure

2 无磁芯微型变压器建模设计与仿真分析

无磁芯微型变压器主要结构有:多匝平面螺旋结构、层叠螺旋结构、垂直螺管结构;其中变压器的原副边电感线圈可以采用螺旋多边形的形状,如图 5 所示的正四边形、正六边形、正八边形或圆形等。对于相同电感值的电感线圈,不同形状的电感线圈边数越多(圆形相当于无数条边的多边形),它们的绕线电阻会更小,所以正八边形电感线圈或圆形电感线圈要比正四边形的 Q 值更好^[11]。

由于本文设计的无磁芯微型变压器是用于隔离 DC-DC 转换器当中,因此本文设计的是一种原边带中心抽头的无磁芯微型变压器,其采用双圈螺旋叠层结构,原副边电感线圈采用圆形螺旋结构^[12]。

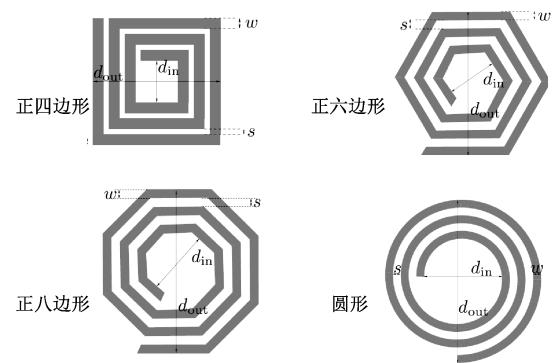


图 5 4 种形状的无磁芯微型变压器结构

在上节所述 3 个模块的功率损耗中,除了无磁芯微型变压器本身的传输损耗之外,LC 压控振荡器的功率损耗大小与无磁芯微型变压器性能指标的好坏存在一定的关系。无磁芯微型变压器的几个重要性能指标包括耦合系数 K , 品质因数 Q , 效率 η 和原副边电感线圈的电感值 L_1, L_2 。

原副边电感线圈之间耦合的松紧程度被称作耦合系数 K , 耦合系数 K 定义为两个线圈之间实际的互感与其最大极限值之比, 其推导过程为:

$$K^2 = \frac{\Psi_{12} \cdot \Psi_{21}}{\Psi_{11} \cdot \Psi_{22}} = \frac{M_{12} \cdot M_{21}}{L_1 \cdot L_2} \quad (1)$$

又

$$M_{12} \equiv M_{21} \quad (2)$$

故

$$K = \frac{M}{\sqrt{I_{\epsilon^1} \cdot I_{\epsilon^2}}} \quad (3)$$

品质因数 Q 是能够直观的表示变压器性能的一个参数,电感线圈是一种金属导体,其必然存在阻抗,因此必然存在功率损耗。品质因数 Q 定义为在系统的共振频率下,当信号振幅不随时间变化时,系统储存能量和每个周期外界所提供的能量的比例,即:

$$Q = 2\pi \times \frac{\text{Energy Stored}}{\text{Energy dissipated per cycle}} = 2\pi f_r \times \frac{\text{Energy Stored}}{\text{Power Loss}} \quad (4)$$

在变压器中原边电感线圈的品质因数 Q_1 可由式(5)表示并转换为 γ 参数来表示。

$$Q_1 = \frac{\omega L}{R} = \frac{Im(Z_{11})}{Re(Z_{11})} \quad (5)$$

根据文献[5]的推导,变压器效率的计算公式以及最大效率公式为:

$$\eta = \frac{Z_L}{\frac{(R_2 + Z_L)^2 + (\omega L_2)^2}{(\omega M)^2} \cdot R_1 + R_2 + Z_L} \quad (6)$$

$$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{K^2 Q_1 Q_2} + 2 \sqrt{\frac{1}{K^2 Q_1 Q_2} \cdot \left(1 + \frac{1+Q_2^2}{K^2 Q_1 Q_2}\right)}} \quad (7)$$

从上述公式可知,选择合适电感值 L 、更大的品质因数 Q 与耦合系数 K 使得变压器的效率 η 更大。

本文设计的无磁芯微型变压器是双圈螺旋叠层结构,其三维结构如图 6 所示,两层线圈分别为初级线圈(primary coil)和次级线圈(secondary coil),初级线圈上有 3 个端口:P1、P2 和中心抽头 TAP,次级线圈上有两个端口:S1 和 S2。端口 P1、P2 连接发送端芯片 Class-B LC 振荡器中两个交叉耦合 NMOS 管的漏极(drain),中心抽头 TAP 则连接电源 VDD。这样无磁芯微型变压器的初级线圈分饰两角,既作为 Class-B LC 振荡器的电感线圈,又作为变压器的原边线圈,向变压器的副边传递差分振荡信号。端口 S1、S2 连接接收端芯片中全桥整流的输入,将无磁芯微型变压器传输的差分振荡信号进行整流^[13]。

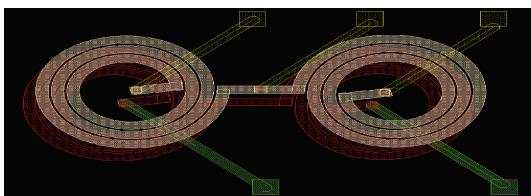


图 6 无磁芯微型变压器的三维结构图

Fig. 6 3D structure diagram of a coreless micro transformer

无磁芯微型变压器的原副边螺旋电感线圈主要有以下一些参数影响其性能指标:原副边电感线圈的间距 h 、线宽 W 、线间距 S 、金属线圈电阻率 ρ 、内径 R 、金属线圈厚度 t 和圈数 N 。其中金属线圈厚度 t 被工艺技术所限制,而且由于导体趋肤效应的存在,并不是金属线圈越厚性能越好。金属的电阻率 ρ 决定了该导体材料单位横截面积的电阻,金属导体的电阻率越小,其单位横截面积的电阻越小,做成电感线圈时的品质因数 Q 就越好。如表 1 所示,铜 Cu 在常用金属导体中电阻率仅次于银 Ag,但是银 Ag 的价格昂贵,一般情况下不适用作导体材料。就性价比来说,使用铜 Cu 作为线圈材料最佳。因此本文设计的无磁芯微型变压器线圈所使用的金属材料为铜 Cu。

表 1 金属电阻率

Table 1 Metal resistivity

材料	符号	电阻率 ρ /($\Omega \cdot m$)
银	Ag	1.65×10^{-8}
铜	Cu	1.75×10^{-8}
金	Au	2.40×10^{-8}
铝	Al	2.83×10^{-8}
钨	W	5.48×10^{-8}
铁	Fe	9.78×10^{-8}
铂	Pt	2.22×10^{-7}

因此,优化无磁芯微型变压器的性能,可以通过改变其原副边螺旋电感线圈的线宽 W 、原副边电感线圈的间距 h 、线间距 S 、内径 R 以及圈数 N 这 5 个参数。下面通过 EMX 仿真来分析探讨上述五个参数对无磁芯微型变压器原副边螺旋电感线圈性能的影响,并折衷选择这 5 个参数的具体数值,使无磁芯微型变压器的性能最优。

2.1 无磁芯微型变压器线宽 W 的仿真与优化

在内径 R 、原副边电感线圈间距 h 、线间距 S 以及圈数 N 不变的条件下,创建线宽 W 分别为 60、50 和 40 μm 的变压器模型,使用 EMX 工具进行仿真,得到如图 7 所示的电感值、品质因数 Q 、耦合系数 K 随频率变化的曲线图。在 180 MHz 时,电感值变化并不明显。在频率低于 500 MHz 时,品质因数 Q 随线宽 W 的增大而增大;在频率高于 500 MHz 时,线宽 W 越大,品质因数 Q 反而越低。在自谐振频率范围内耦合系数 K 随线宽 W 的增大而增大^[14]。

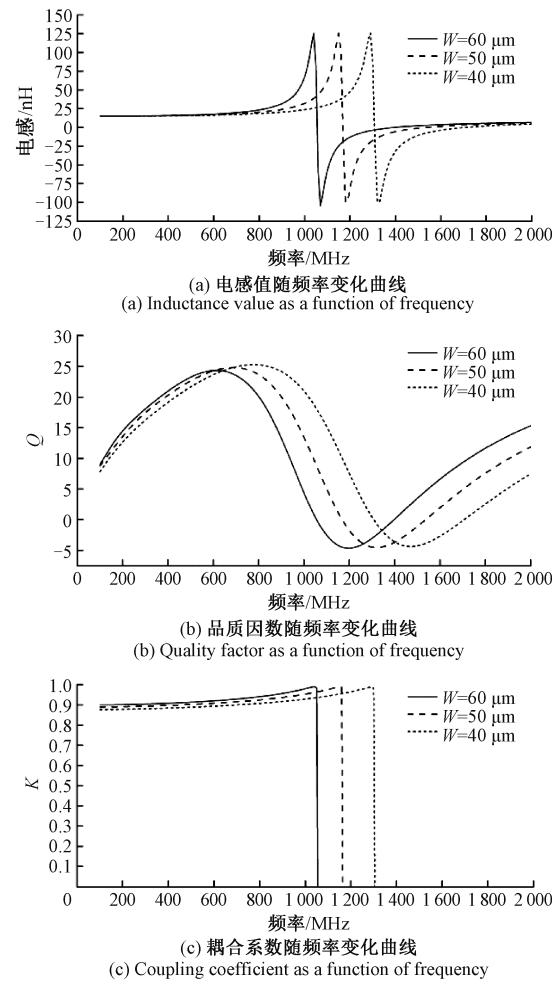


图 7 不同 W 值的变压器性能参数

Fig. 7 Transformer performance with different W values

2.2 无磁芯微型变压器内径 R 与线间距 S 的仿真与优化

在线宽 W 、原副边电感线圈间距 h 、线间距 S 以及圈数 N 不变的条件下,创建内径 R 分别为 200、160 和 100 μm 的

变压器模型,EMX 仿真得到如图 8 所示电感值、品质因数 Q 、耦合系数 K 随频率变化的曲线。可以看出,无磁芯微型变压器的内径 R 越大,自感 L 越大,其自谐振频率也越低。在频率低于 800 MHz 时, R 越大, Q 越大; 在频率高于 800 MHz 时, R 越大, Q 越小。

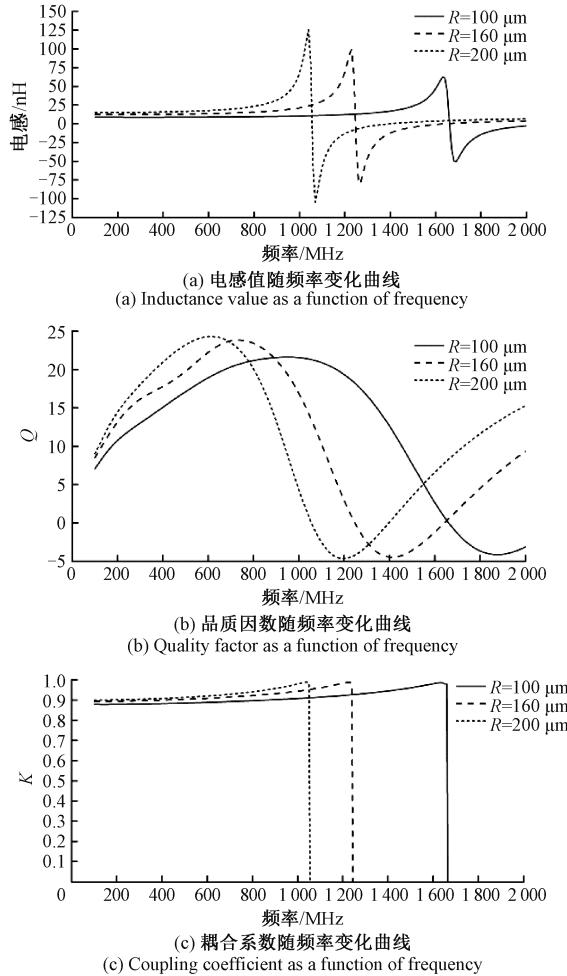


图 8 不同 R 值的变压器性能参数

Fig. 8 Transformer performance with different R values

这是因为在其他参数不变的条件下,内径 R 增加,线圈总长度也会增加,其损耗也增加。因此,在改变内径 R 的同时需要改变线间距 S 使得线圈总长度基本不变,如图 9 所示,分别为内径 $R=200 \mu\text{m}$ 、线间距 $S=15 \mu\text{m}$; 内径 $R=160 \mu\text{m}$ 、线间距 $S=30 \mu\text{m}$; 内径 $R=100 \mu\text{m}$ 、线间距 $S=50 \mu\text{m}$ 三种情况下的仿真结果,在本文设计的振荡频率是 180 MHz 的条件下,内径 R 越大,品质因数 Q 与耦合系数 K 越大,变压器的性能也就越好。由图 8 与图 9 对比可知,线间距 S 越大,品质因数 Q 越大。

2.3 无磁芯微型变压器圈数 N 的仿真与优化

固定线宽 $W=60 \mu\text{m}$ 、原副边电感线圈的间距 $h=10 \mu\text{m}$ 、线间距 $S=15 \mu\text{m}$ 以及内径 $R=200 \mu\text{m}$ 不变的条件下,对不同圈数 N 的变压器模型进行仿真,绘制出如

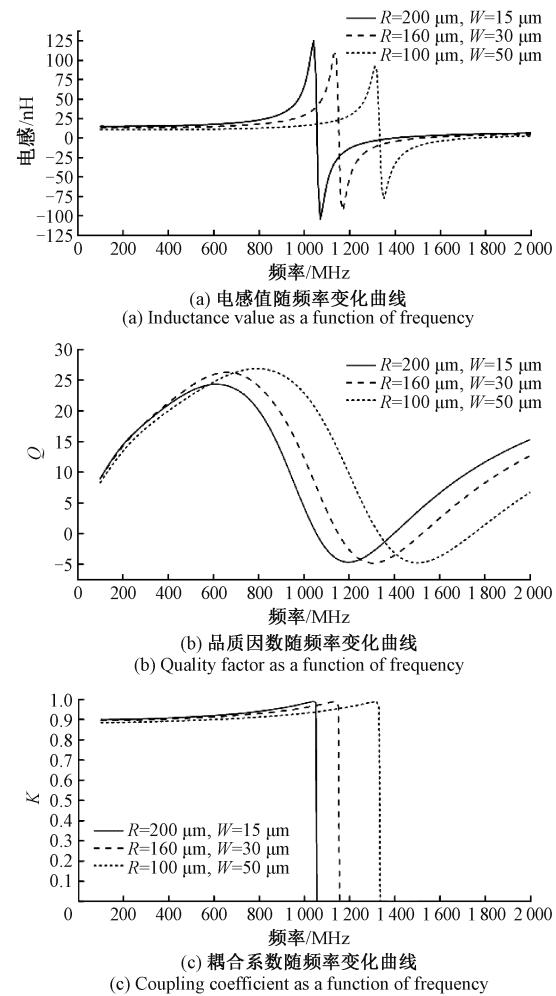


图 9 3 种条件下的变压器性能参数

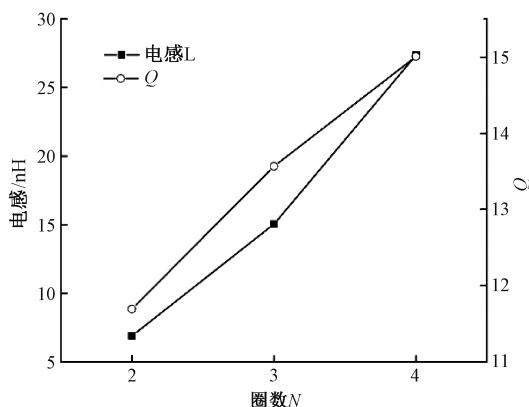
Fig. 9 Transformer performance under three conditions

图 10 所示,在工作频率为 180 MHz 时,自感 L 、品质因数 Q 和耦合系数 K 随圈数 N 的变化曲线图。

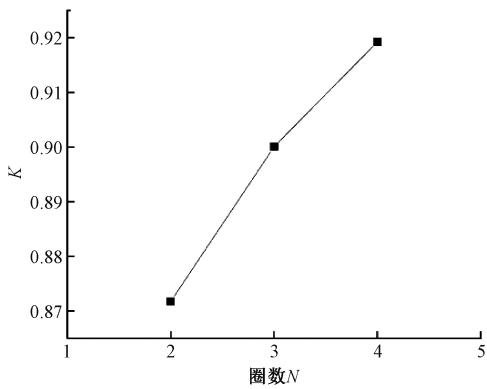
2.4 无磁芯微型变压器线圈间距 h 的仿真与优化

对于隔离 DC-DC 转换器来说,无磁芯微型变压器原副边电感线圈之间都是填充隔离型介质材料,如聚酰亚胺 (polyimide)、苯丙环丁烯 (BCB) 与二氧化硅 (SiO_2)^[15]。使用 EMX 工具,固定线宽 $W=60 \mu\text{m}$ 、原副边电感线圈的间距 $h=10 \mu\text{m}$ 、线间距 $S=15 \mu\text{m}$ 、内径 $R=200 \mu\text{m}$ 以及圈数 $N=3$ 不变的条件下,对不同的原副边电感线圈间距 h 的变压器模型进行仿真,绘制出如图 11 所示,在工作频率为 180 MHz 时,无磁芯微型变压器耦合系数 K 随原副边电感线圈间距 h 的变化曲线图。

原副边电感线圈的间距既决定了隔离 DC-DC 转换器的电压隔离能力,又影响着无磁芯微型变压器的耦合系数 K 。根据仿真结果曲线可知,无磁芯微型变压器的耦合系数 K 与原副边电感线圈间距 h 成反比。本文所设计的隔离 DC-DC 转换器采用聚酰亚胺作为无磁芯微型变压器的介质层隔离材料,由于聚酰亚胺的介电强度为 $250 \sim 300 \text{ V}/\mu\text{m}$,



(a) 电感值与品质因数随圈数变化曲线
(a) Inductance and quality factor as a function of the turns



(b) 耦合系数随圈数的变化曲线
(b) Coupling coefficient as a function of the turns

图 10 不同圈数 N 下的变压器性能参数

Fig. 10 Transformer performance with different turns N

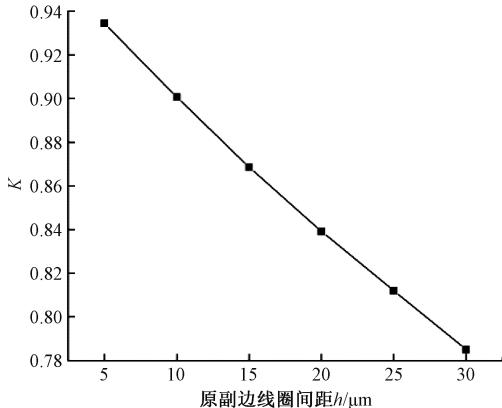


图 11 不同间距 h 下变压器的耦合系数 K

Fig. 11 Coupling coefficient K with different spacing h

要想实现 3 kV 以上的高压隔离能力,而且兼顾无磁芯微型变压器有更好的性能(耦合系数尽可能的接近 1),本文设定原副边电感线圈间距 h 为 10 μm 。

经过上述仿真分析,最终确定本文所设计的无磁芯微型变压器的各项参数为:线宽 $W=60 \mu\text{m}$ 、原副边电感线圈的间距 $h=10 \mu\text{m}$ 、线间距 $S=15 \mu\text{m}$ 、内径 $R=200 \mu\text{m}$ 以

及圈数 $N=3$ 。

3 整体电路仿真结果

本文采用 GSMC 0.35 μm BCD 工艺,对本次设计的隔离型 DC-DC 转换器电路进行仿真。振荡器的振荡波形如图 12 所示,其振荡频率为 180 MHz。

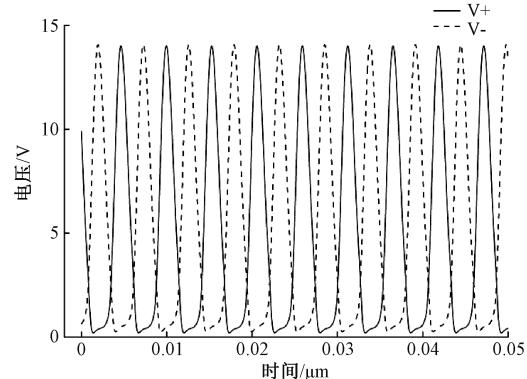
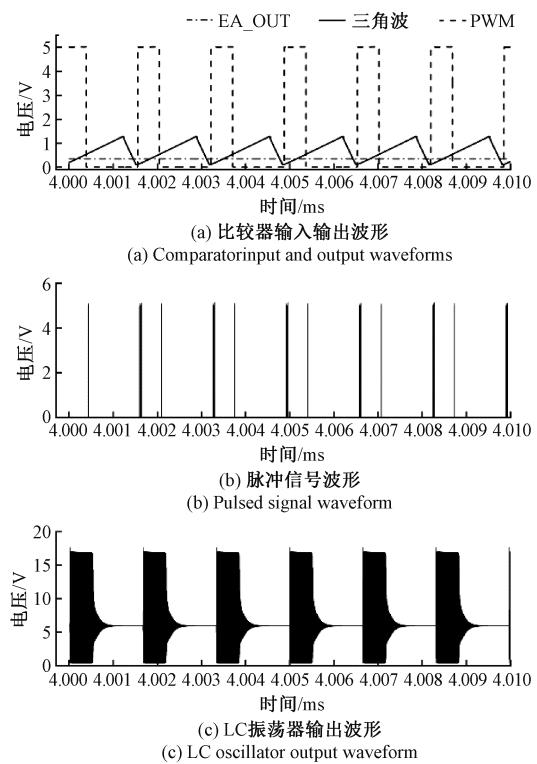


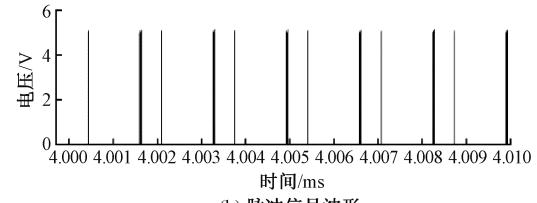
图 12 振荡器的输出波形

Fig. 12 The output waveform of the oscillator

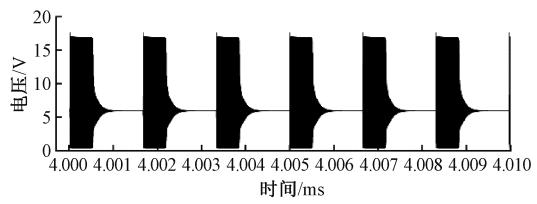
在电源电压为 5 V,输出负载电流为 50 mA,输出隔离电压为 5 V 时,隔离 DC-DC 转换器内部部分模块仿真输出结果波形如图 13 所示。图 13(a)为隔离 DC-DC 转换器接收端生成 PWM 信号的比较器输入输出波形。曲线 1、曲线 2 是比较器的两个输入波形,分别是误差放大器输出、三



(a) 比较器输入输出波形
(a) Comparator input and output waveforms



(b) 脉冲信号波形
(b) Pulsed signal waveform



(c) LC 振荡器输出波形
(c) LC oscillator output waveform

图 13 整体电路仿真结果

Fig. 13 The whole circuit simulation results

角波信号发生器输出。曲线 3 则是 PWM 信号波形^[16]。图 13(b)中的波形为图 13(a)中 PWM 信号经过编码器编码后的脉冲信号。该脉冲信号反馈到隔离 DC-DC 转换器输出端后,经过译码器还原为 PWM 信号控制 LC 振荡器的输出,输出波形如图 13(c)所示。

本文设计的基于无磁芯微型变压器的隔离 DC-DC 转换器有 3 种输入输出模式^[17]。即输入电源电压 5 V、输出隔离电压 5 V;输入电源电压 3.3 V、输出隔离电压 3.3 V;输入电源电压 5 V、输出隔离电压 3.3 V。

经过仿真分析,在输入电源电压为 5 V、输出隔离电压为 5 V 且为重载时^[18],该隔离 DC-DC 转换器满载输出的转换效率最高,即输出电流为 100 mA、输出功率为 500 mW,输入与输出电压电流波形如图 14 所示,此时转换器的转换效率约为 40%。

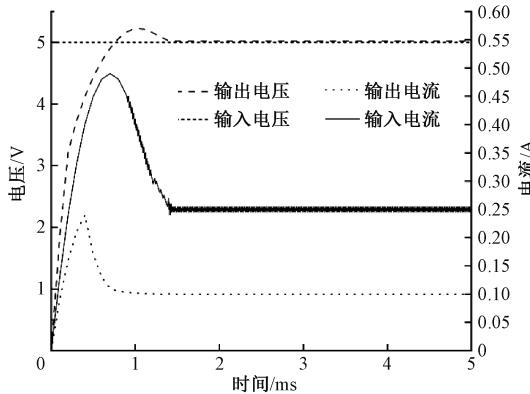


图 14 输入与输出电压电流波形

Fig. 14 Input and output voltage and current waveform

本文基于无磁芯微型变压器的隔离 DC-DC 转换器在编解码方案上采用脉冲计数法以及折衷考虑无磁芯微型变压器的一些影响其性能的重要参数并对其进行优化。如表 2 所示,为本文设计的隔离 DC-DC 转换器的一些重要指标与文献[1]和文献[9]进行比较。可以看出,本文设计的一些数据指标具有明显的改善与提升,最重要将其转换效率提高到 40%。

表 2 本文与其他设计的数据指标对比

Table 2 This paper compares with other data indexes

指标	文献[1]	文献[9]	本文
线性调整率/(mV/V)	1	2	2.2
负载调整率/%	1~5	2	0.69
输出纹波/(mV p-p)	75	90	43
最大输出电压/V	3.3	5	5
最大输出电流/mA	50	160	120
最大输出功率/mW	165	800	600
满负载输入电流/mA	152	294	250
满负载输出电流/mA	50	100	100
最大转换效率/%	33	34	40

4 结 论

本文介绍了一种基于无磁芯微型变压器的高效率全集成隔离 DC-DC 转换器的设计。分析了无磁芯微型变压器给全集成隔离 DC-DC 转换器造成的功率损耗。在系统设计的编解码方案上采用功耗更低、误码率更低的脉冲计数法,并对无磁芯微型变压器进行建模,并使用 EMX 进行仿真分析,找出满足设计条件并且使得该转换器功率损耗最小的无磁芯微型变压器模型。根据仿真结果所示,在输入电源电压为 5 V、输出隔离电压为 5 V、满载输出电流为 100 mA 的条件下,该隔离 DC-DC 转换器的转换效率提高到 40%。

参考文献

- [1] LI L S, FANG X M, WU R X. 18.4 an 11 MHz fully integrated 5 kV isolated DC-DC converter without cross-isolation-barrier feedback [C]. 2020 IEEE International Solid-State Circuits Conference-(ISSCC), 2020: 292-294.
- [2] CHENG L, CHEN Z H, YU D Q, et al. A high-efficiency transformer-in-package isolated DC-DC converter using glass-based fan-out wafer-level packaging [J]. Fundamental Research, 2024, 4(6): 1407-1414.
- [3] 高成, 刘宇盟, 黄姣英, 等. 数字磁耦隔离器的磁场抗扰度评价方法研究[J]. 电子测量技术, 2023, 46(17): 155-159.
- [4] GAO CH, LIU Y M, HUANG J Y, et al. Electromagnetic compatibility evaluation of digital magnetic isolator [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(17): 155-159.
- [5] 邹鹭翔. 基于片上变压器的隔离器编解码原理的技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2023.
- [6] ZOU L X. Study on the encoding schemes of Micro-transformer based digital isolator [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2023.
- [7] 张风体. 基于片上变压器的数字隔离器的分析与设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2014.
- [8] ZHANG F T. Digital isolator analysis and design based on n-chip transformer[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2014.
- [9] 郑翔天. DC-DC 隔离电源模块的基本原理与技术发展综述[J]. 通信电源技术, 2022, 39(9): 129-131.
- [10] ZHENG X T. Summary of basic principles and

- technical development of DC-DC isolated power modules [J]. Communication Power Technology, 2022, 39(9):129-131.
- [8] SU H ZH, LUO Y SH, LIN F J. Analysis of current efficiency for CMOS class-B and class-C LC oscillators working in triode region [C]. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), 2016: 1-4.
- [9] QIN W H, YANG X, MA SH Y, et al. 15.5 an 800 mW fully integrated galvanic isolated power transfer system meeting CISPR 22 Class-B emission levels with 6 dB margin[C]. 2019 IEEE International Solid-State Circuits Conference-(ISSCC), 2019: 246-248.
- [10] 张良. 基于 LC 振荡器的 DC/DC 变换器研究[J]. 电工技术, 2022(1):86-88,92.
ZHANG L. Research on DC/DC converter based on LC oscillator[J]. Electrical Technology, 2022(1):86-88,92.
- [11] 黄智超,赵昭,李洁. 八边形片上螺旋电感等效电路模型研究[J]. 电子制作, 2024,32(19):99-103.
HUANG ZH CH, ZHAO ZH, LI J. Research on equivalent circuit model of spiral octagon on-chip inductor[J]. Electronic Fabrication, 2024, 32 (19) : 99-103.
- [12] 周国,罗和平,廖龙忠,等. 一种基于新型片上变压器的数字隔离器设计[J]. 半导体技术, 2022, 47 (8) : 665-669.
ZHOU G, LUO H P, LIAO L ZH, et al. Design of a digital isolator based on new on-chip transformer[J]. Semiconductor Technology, 2022,47(8):665-669.
- [13] 赵永秀,雷鸣,王崇杰,等. 对称式谐振腔双变压器 LLC 变换器效率优化设计 [J/OL]. 电子测量技术, 1-7 [2024-11-01]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2175.tn.20241019.0850.002.html>.
ZHAO Y X, LEI M, WANG CH J, et al. Parameter optimization of symmetrical resonator double transformer half-bridge LLC converter [J/OL]. Electronic Measurement Technology, 1-7 [2024-11-01]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2175.tn.20241019.0850.002.html>.
- [14] 林国庆,何恩义. 一种低输入电流纹波高增益软开关 DC-DC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2023, 27 (5) : 65-75.
LIN G Q, HE EN Y. Low input current ripple high gain soft switching DC-DC converter[J]. Journal of Electric Machines and Control, 2023,27(5):65-75.
- [15] 周国,罗和平,廖龙忠,等. 一种采用苯并环丁烯介质隔離的片上变压器工艺[J]. 半导体技术, 2022, 47 (7) : 539-543.
ZHOU G, LUO H P, LIAO L ZH, et al. A process for on-chip transformers with Benzocyclobutene dielectric isolation [J]. Semiconductor Technology, 2022,47(7): 539-543.
- [16] 谈宜雯,张小平,李毅凡. 基于 Buck-Boost 逆变电路的低纹波可调直流稳压电源控制方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2024,38(6):204-212.
TAN Y W, ZHANG X P, LI Y F. Control method of low ripple adjustable DC regulated power supply base on Buck-Boost inverter circuit [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(6):204-212.
- [17] CHEN B X. Isolation in digital power supplies using micro-transformers[C]. Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009:2039-2042.
- [18] 周大林,陈昊,MOHAMED O,等. 一种前端级联 DC/DC 变换器的开关磁阻电机驱动拓扑[J]. 电子测量与仪器学报, 2022,36(9):45-52.
ZHOU D L, CHEN H, MOHAMED O, et al. Switched reluctance motor drive topology with front-end cascaded DC/DC converter [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(9):45-52.

作者简介

- 成哲,硕士研究生,主要研究方向为模拟集成电路设计。
E-mail:czl18871635459@163.com
- 刘祖韬(通信作者),博士,硕士生导师,主要研究方向为模拟集成电路设计、MEMS 传感器设计。
E-mail:003415@nuist.edu.cn