

## 基于环形 LC 单元的新型连接方式及其 在平面 EMI 滤波器中的应用

龚 敏 王世山 宋 峥

(南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

**摘要:** LC 单元是指“感容”集成的模块, 是组成 EMI 滤波器的重要元件之一。理想情况下, LC 单元由双面螺旋线构成。基于环形 LC 单元的不同连接方式, 提出了一种新型结构——完成共模电感和差模电容的集成。本文建立了 LC 单元的等效模型, 并在此基础上分析了该结构在差、共模电流作用下的参数模型。实验和理论研究表明, 所提出的模块能有效增大共模电感值。

**关键词:** 平面 EMI 滤波器; LC 单元; 共模电感; 差模电容

**中图分类号:** TN713.4      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1005-2615(2014)01-0115-06

## New Connection Based on LC Unit for Its Application in Planar EMI Filter

Gong Min, Wang Shishan, Song Zheng

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

**Abstract:** The LC unit is an important component of the EMI filter for its easy "inductance-inductance" integration, and usually the ideal LC unit is composed of the double helix structure. Based on the different ways of connection on LC units, a new structure is presented, which is mainly used for the integration of common-mode inductors and differential-mode capacitor. According to the transmission line theory, the equivalent model of LC units is established, and then the parameter models of the new structure are analyzed under the conditions of the differential-mode current and the common-mode current. Moreover, the research shows that the proposed model has larger common-mode inductor, which is also confirmed by the corresponding experiment.

**Key words:** planar EMI filter; LC unit; common-mode inductor; differential mode capacitance

随着电力电子系统小型化、高频化的发展, 电磁干扰问题愈加突出。在中、高频段电磁干扰中, 往往以传导干扰为主, 而平面 EMI 滤波器是抑制该干扰的主要滤波器之一, 以其体积小、集成度高而具有较大的优势<sup>[1-2]</sup>。

现今的平面 EMI 滤波器主要是弗吉尼亚理工大学提出的矩形平面 EMI 滤波器<sup>[3]</sup> 以及一系列的基于该滤波器的改进结构, 它们在一定程度上降低了滤波器的高度。鉴于矩形集成 LC 结构导线过渡区成直角, 传导电流分布不均匀的问题, 本研究团队

通过研究提出了环形 EMI 滤波器<sup>[4]</sup>, 不但改善了电流分布, 而且增强了抗外界电磁干扰的能力。但以上两种平面 EMI 滤波器存在着共同之处: 由于差模大电容的需要, 它们对硬质陶瓷基板的介电常数有很高的要求; 此外, LC 单元均用于实现共模电感( $L_{CM}$ )、差模电感( $L_{DM}$ )和共模电容( $C_{CM}$ ), 而差模电容( $C_{DM}$ )往往靠单独接入。

文献[5]中提出了一个基本的 LC 单元只能实现一种电感和一种电容, 如传统滤波器的 LC 单元由共模电感和共模电容集成, 而差模电感是在通入

**基金项目:** 国家自然科学基金(51177071)资助项目; 台达环境与教育基金会《电力电子科教发展计划》(DREK2013004)资助项目; 研究生创新基地(实验室)开放基金(kfjj120204)资助项目。

**收稿日期:** 2013-10-11; **修订日期:** 2013-12-17

**通信作者:** 王世山, 男, 副教授, E-mail: wangshishan@nuaa.edu.cn。

差模电流的情况下,依靠漏感实现。文献[6]提出了通过将 LC 单元置于高磁导率的磁心中,便可以一定程度上增大共模电感。文献[4]提出了基本的环形 LC 单元结构,如图 1 所示。该结构虽通过磁心结构增加了部分共模电感,但由于匝数受到体积的限制,共模电感依旧要采用 LC 单元的普通串联方式,才能满足要求。同时,陶瓷板介电常数的大小制约着差模电容值,同样要采用多块差模单元的并联,才能使差模电容达到设计目标,不利于滤波器小型化、集成化的发展<sup>[7]</sup>。而有关进一步改善这些参数的方法,尚未有文献明确指出。

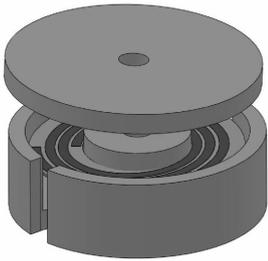


图 1 带磁心的环形 LC 线圈

Fig. 1 Annular LC unit with core

鉴于如上原因,本文基于高介电常数陶瓷基板的制作,实现差模电容和共模电感的集成,并提出一种新型模块化的参数组合。通过该方法,不仅将 EMI 滤波器的制作模块化,而且通过耦合可增大 LC 单元的共模电感值。此外,在电路中通过若干个模块的连接,可同时增大差模电容值和共模电感值,从而使其满足 EMI 滤波器的设计要求。并通过实验测试,验证了该方法的可行性,为平面滤波器的设计与制作提供了一定的参考。

## 1 LC 基本集成结构及其原理

以环形 LC 单元为研究对象,其基本结构和参数分别如图 2 和表 1 所示<sup>[8]</sup>。由于常规的陶瓷材料介电常数  $\epsilon_r$  低,无法满足该种集成方式的需要,作者采用自行研发的新型材料 CCTO,该类陶瓷具有很高的介电常数,如图 3 所示。



图 2 LC 单元基本结构实物

Fig. 2 Model of LC unit

表 1 集成 LC 尺寸

Tab. 1 Parameters of LC unit		mm
螺旋线匝	线宽	0.65
	线厚	0.08
	线匝间距	1.38
陶瓷基板	内半径	10.0
	外半径	20.0
	板厚	0.86

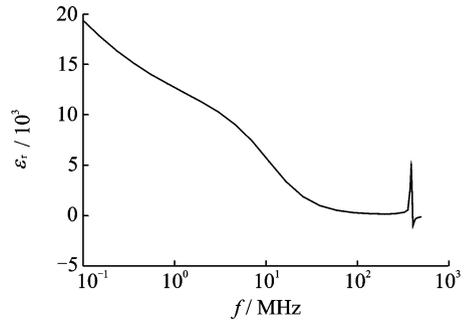


图 3 CCTO 材料相对介电常数与频率关系

Fig. 3 Relationship between relative dielectric constant of CCTO materials and frequency

由图 3 可知,室温下该材料介电常数基本随频率的增大而减小。在 150 kHz 到 30 MHz 的范围内,介电常数均大于 1 000,尤其在 10 MHz 以下,介电常数达到 5 000 以上,满足差模电容的集成需求。

将新型材料的陶瓷片置于罐型磁心中,并采用不同方法连接单元的 4 个端子,可以等效为不同电感、电容组合结构。本文主要研究共模电感和差模电容的集成,因此以上侧线圈的一个端子为输入,另一个端子为输出。采用该种连接方式下,对单元片电感值  $L$  进行测量,如图 4 所示。由其阻抗特性曲线可见在频率段 15 kHz 到 400 kHz 之间,电感为正值,400 kHz 之后由于寄生电容等因素存在谐振。

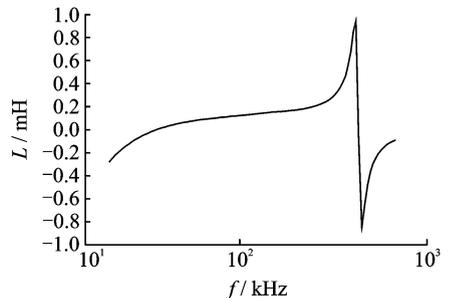


图 4 单片 LC 单元电感值

Fig. 4 Inductance value of LC unit

以上侧线圈的一端子为输入,下侧线圈的另一端子为输出,测其差模电容值  $C$ ,如图 5 所示。

由图 5 可知,在低频段单片 LC 单元的电容值大约 30 nF,随着频率的增加,大约 1 MHz 以上时,

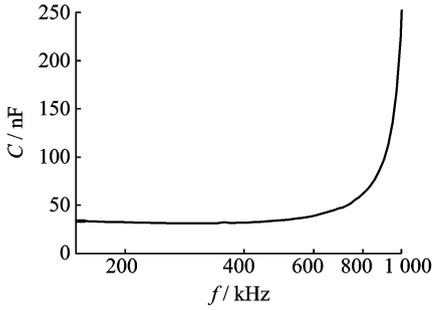


图 5 单片 LC 单元电容值

Fig. 5 Capacitance value of LC unit

由于存在引线电感及漏感等因素,使得电路存在谐振。

LC 单元在本质上是一种传输线结构<sup>[9]</sup>,根据传输线理论,其电容参数和电感参数分别等效为“部分电容”和“互感”。单匝的 LC 单元的分布参数模型如图 6 所示。

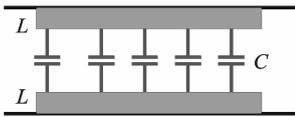


图 6 分布电容

Fig. 6 Distributed capacitance

若假定单匝的 LC 单元为基本单元,将其平均分为若干份,每份集成的电感量和电容量相同,分别用  $L$  和  $C$  表示。将其推广到多匝线圈时,则需考虑同一面和相对面的不同线匝间的磁场耦合。忽略漏磁通,电感间的耦合系数接近 1,不妨设它为  $M$ 。以 5 匝为例,其分布参数电路如图 7 所示。

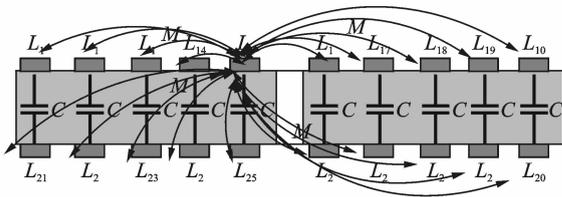


图 7 多匝线圈结构平面 LC 单元等效模型

Fig. 7 Equivalent model of planar LC unit with multi-turn coil structure

## 2 共模电感和差模电容集成原理

### 2.1 分布参数电路的等效

LC 单元中,每一部分的电感之间都存在着耦合。当通入共模电流时,电流分布如图 8 所示,以  $A, B$  为输入,  $C, D$  为输出。

以 3 匝的 LC 单元为例(图 8),上层的 3 匝线圈均已画出,下层仅以最内匝线圈为例,并保持上

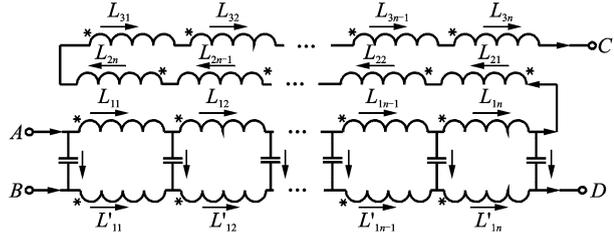


图 8 共模电流下电流分布图

Fig. 8 Current distribution of common-mode currents

下绕组的完全对称。当其通入共模电流时,由于绕组完全对称,使得每个单元的电压分布单元的电压降  $\Delta U_i$  完全相同,其分布电容上的两端电压为零,不体现充放电的效应。故当通入共模电流时,可以忽略 LC 单元的电容效应,只是等效为两个互相耦合的平面线圈。

当其通入差模电流时,LC 单元内电流分布如图 9 所示。

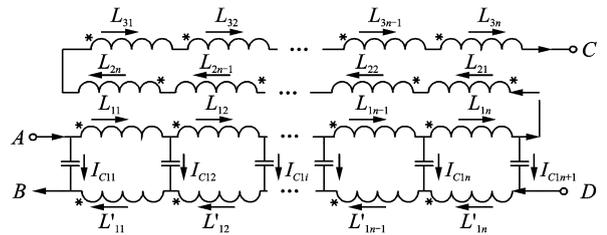


图 9 差模电流下电流分布图

Fig. 9 Current distribution of differential-mode currents

根据基尔霍夫电流定律,可得任意电感单元上的电流为

$$\begin{bmatrix} i_{L_{11}} \\ i_{L_{12}} \\ \vdots \\ i_{L_{1n-1}} \\ i_{L_{1n}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'_{L_{11}} \\ i'_{L_{12}} \\ \vdots \\ i'_{L_{1n-1}} \\ i'_{L_{1n}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{DM} - i_{C_{11}} \\ i_{DM} - i_{C_{11}} - i_{C_{12}} \\ \vdots \\ i_{DM} - \sum_{j=1}^{n-1} i_{C_{1j}} \\ i_{DM} - \sum_{j=1}^n i_{C_{1j}} \end{bmatrix} \quad (1)$$

同时,根据基尔霍夫电压定律,可得任意电感单元上的感应电动势为

$$\begin{bmatrix} e_{L_{11}} \\ \vdots \\ e_{L_{1n}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} \frac{di_{L_{11}}}{dt} + M \sum_{j=2}^n \frac{di_{L_{1j}}}{dt} - M \sum_{j=1}^n \frac{di'_{L_{1j}}}{dt} \\ \vdots \\ L_{1n} \frac{di_{L_{1n}}}{dt} + M \sum_{j=1}^{n-1} \frac{di_{L_{1j}}}{dt} - M \sum_{j=1}^n \frac{di'_{L_{1j}}}{dt} \end{bmatrix} \quad (2)$$

当磁心的相对磁导率非常高时,平面电感间耦合系数接近 1,此时可以令  $M=L_i (i=1,2,\dots,n)$ , 可得

$$\begin{bmatrix} L_{11} \left( \frac{di_{L_{11}}}{dt} + \sum_{j=2}^n \frac{di_{L_{1j}}}{dt} - \sum_{j=1}^n \frac{di_{L'_{1j}}}{dt} \right) \\ \vdots \\ L_{1n} \left( \frac{di_{L_{1n}}}{dt} + \sum_{j=1}^{n-1} \frac{di_{L_{1j}}}{dt} - \sum_{j=1}^n \frac{di_{L'_{1j}}}{dt} \right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

由于电感的感应电动势为零,所以分析时可以将分布电感去除。当通入差模电流时 LC 单元可以视为一个电容,容值为所有部分电容的总和。

### 2.2 新型集成结构及其应用

基于上述原理,本文针对环形 LC 单元提出了一种新的集成结构。其连接方式及其参数模型分别如图 10,11 所示。

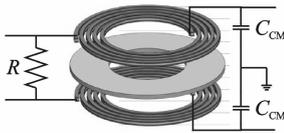


图 10 基本单元连接方式  
Fig. 10 Connection of LC unit

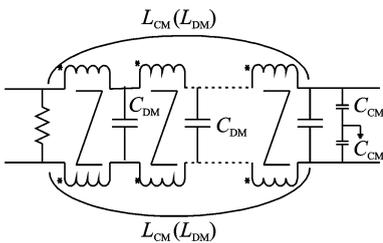


图 11 新型连接方式参数模型  
Fig. 11 Parameter model of new connection

实物图如图 12 所示,可以由多片基本 LC 单元和  $P_{48}$  磨制磁心构成,LC 单元完全置于磁心内,并通过对孔实现单元片的串并联,可同时增大共模电感和差模电容。

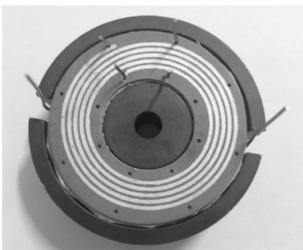


图 12 新型结构实物图  
Fig. 12 Material object of new connection

在差模电流下,基本结构的有效匝数为零,即主磁通为零,仅相当于两个差模电容,差模电感依靠漏感实现;而在共模电流下,两者的主磁通相互增强,两个基本单元相互耦合,故能形成很大的共模电感。

这种新型的连接方式实现了共模电感和差模电容的集成,同时与环形平面 EMI 滤波器结合,在很多的场合得到运用,通过实现模块化,很好地改善了过孔连接中导线的错位问题。

当差模噪声是高源阻抗、低负载阻抗特性的电路,一般采用 C-L 低通差模滤波电路,其集中参数电路如图 13 所示( $C_X$  表示差模电容, $C_Y$  表示共模电容)。其中前级的 LC 电路即为新型连接方式下的滤波模块。

当差模噪声为低源阻抗、高负载阻抗时,其集中参数电路如图 14 所示。与图 13 的结构十分相似,区别在于将新型连接方式下的滤波模块置于噪声负载端。

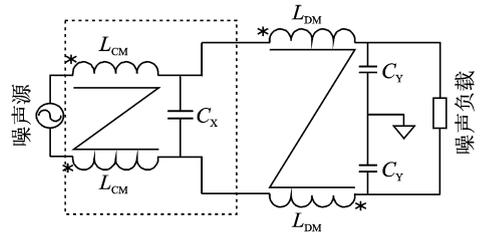


图 13 高源阻抗、低负载阻抗下集中参数电路  
Fig. 13 Lumped parameter circuit of high source impedance and low load impedance

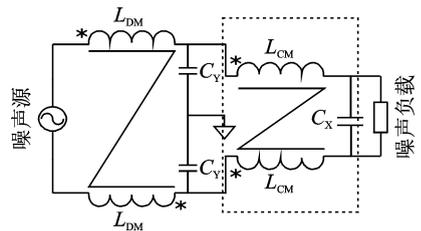


图 14 低源阻抗、高负载阻抗下集中参数电路  
Fig. 14 Lumped parameter circuit of low source impedance and high load impedance

当差模噪声呈高源阻抗、高负载阻抗特性,或者低源阻抗、低负载阻抗特性时,其集中参数电路分别如图 15,16 所示。

以上几种集中参数电路均用到了共模电感和差模电容的集成模块,且模块化的设计避免了过孔连接的错位问题,对环形平面 EMI 滤波器的设计及连接方式的研究具有一定的参考意义。此外,通过将新型连接方式下的滤波模块进行级联,可以同

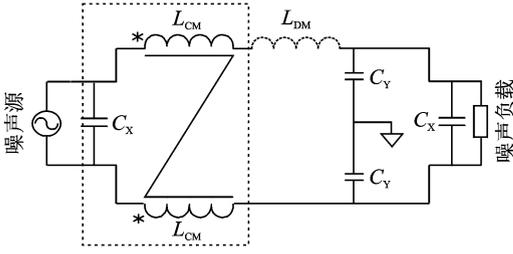


图 15 高源阻抗、高负载阻抗下集中参数电路

Fig. 15 Lumped parameter circuit of high source impedance and high load impedance

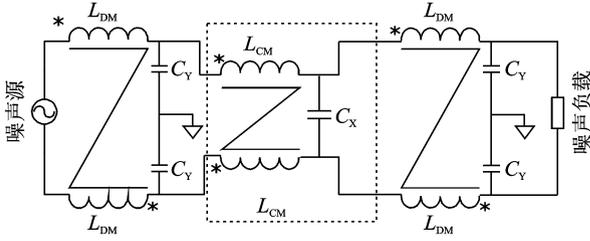


图 16 低源阻抗、低负载阻抗下集中参数电路

Fig. 16 Lumped parameter circuit of low source impedance and low load impedance

时增大共模电感和差模电容,使之满足滤波器的设计要求。

此处仅以第一种结构,即差模噪声为高源阻抗、低负载阻抗特性情况下的结构进行分析,当通入电流时,该滤波器的等效差模电路和共模电路如图 17 所示。等效共模电感  $L'_{CM}$  为流入共模电流后两个共模电感耦合在共模滤波结构中体现的共模电感值,等效差模电感  $L'_{DM}$  为流入差模电流后两个差模电感耦合在差模滤波结构中体现的差模电感值。

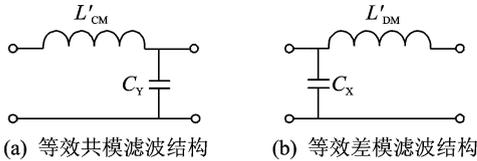


图 17 等效差模、共模电路

Fig. 17 Equivalent of circuits differential-mode and common-mode

其中,该滤波器的差模电容值仅由新型连接方式下的模块提供。当有  $n$  片 LC 单元并联时,根据平行板电容器一般公式,可得容值为

$$C_X = \frac{n\epsilon_0\epsilon_r\omega l}{d} \quad (4)$$

式中: $n$  为级联的新型单元模块数; $\epsilon_0$  为空气介电常数; $\epsilon_r$  为基本单元中陶瓷基板的相对介电常数; $l$  为绕组总长度; $\omega$  为绕组宽度; $d$  为基本单元的陶

瓷基板厚度。

当流入共模电流,且有  $n'$  片 LC 单元串联,磁心中的磁通量所有的绕组相互叠加构成(图 18),其等效共模电感为

$$L'_{CM} = n'L_{CM} = n' \frac{n'N\phi}{i_{CM}} \quad (5)$$

$$F = NI \quad (6)$$

$$F = \phi R_m \quad (7)$$

将(6,7)代入式(5),可得

$$L'_{CM} = n'L_{CM} = n' \frac{n'N\phi}{i_{CM}} = \frac{n'^2 N^2}{R_m} \quad (8)$$

式中: $n'$  为 LC 单元数; $N$  为 LC 单元的匝数; $R_m$  为磁心磁阻; $i_{CM}$  为输入共模电流。

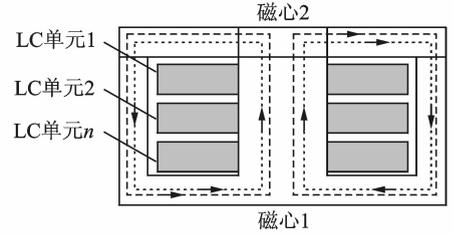


图 18 差模激励下磁通分布

Fig. 18 Flux distribution of differential-mode excitation

### 3 实验验证

本文以两片 LC 单元连接而成的新型结构为例,将其放置于磁心中,并通过磁心侧面的孔引出导线,连接于仪器上进行测试。采用 Agilent 4395A 网络分析仪测其差模电容和共模电感,单片 LC 单元的基本参数如表 1 所示。

测试实验平台和测试实物如图 19 所示,其中实验需保证测试模块的引线长度较短,尽量减少引线电感带来的影响。

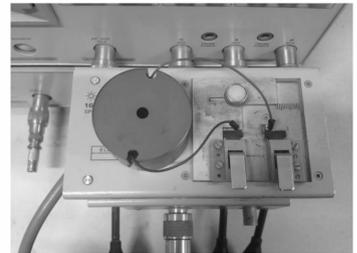


图 19 测试实物

Fig. 19 Material object for testing

通过新型的连接方式连接两片 LC 单元,其共模电感的测试值分别如图 20 和表 2 所示。其中实线表示新型连接结构下的电感值,虚线为单片 LC 单元的电感值。由表 2 可见,在频率段 20 kHz 到 300 kHz 左右,即电感为正值时,按新型连接方式

下的共模电感比单片 LC 大两倍多。主要原因在于,新型共模电感和差模电容的集成结构在通入共模电流的情况下,上下两个 LC 单元的主磁通得到增强。而差模电容通过多个新型结构的连接也可达到增大的效果。因此,在一定程度上,新型集成方式更有利于同时增大共模电感和差模电容。

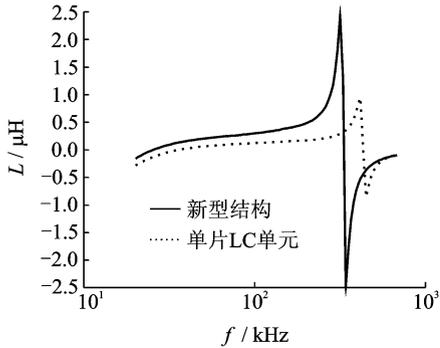


图 20 新型结构及单片 LC 单元电感值比较

Fig. 20 Comparison of LC units with new connection and classic structures

表 2 电感值比较

Tab. 2 Comparison of inductances

频率 $f/\text{kHz}$	单片 LC 电感 $L/\text{nH}$	新型连接电感 $L/\text{nH}$
21.5	-229.3	-105.3
36.2	1.2	135.2
41.2	30.2	167.6
51.0	64.5	206.4
65.2	91.2	241.2
88.7	114.8	281.5
113.0	131.3	319.4
149.0	153.3	384.7
240.0	195.3	640.5
341.0	354.4	-2 480.8

图 20 中,由于新型结构采用两片 LC 单元连接,增加了连接线以及受到漏感的影响,使得谐振频率点前移。

## 4 结 论

以 LC 单元的新型连接方式为研究对象,提出了可同时改善共模电感和差模电容的方法,从而解决了 EMI 滤波器设计中两者不足的问题,优化了滤波器的性能。具体得到如下两个结论:

(1) LC 单元是实现 EMI 滤波器的重要单元之一,当采用不同的连接方式连接 LC 单元可实现共模电感、共模电容、差模电感、差模电容中一个电容参数和一个电感参数的集成。

(2) 本文中的连接结构分析表明,该种连接方式可很大程度地增加共模电感值,同时对差模电容值也有所影响。

## 参考文献:

- [1] 王世山,朱叶,崔永生. 基于“负参数”理论的 EMI 滤波器寄生参数的双重消除[J]. 电工技术学报, 2011, 26(10): 181-187.  
Wang Shishan, Zhu Ye, Cui Yongsheng. Dual-cancellation of parasitic parameters based on theorem of negative parameters for EMI filters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(10): 181-187.
- [2] 钱照明,程肇基. 电力电子系统电磁兼容设计基础及干扰抑制技术[M]. 杭州:浙江大学出版社, 2000.  
Qian Zhaoming, Cheng Zhaoji. Design of electromagnetic compatibility and interference suppression technology in power system[M]. Hangzhou: Zhejiang University, 2000.
- [3] Chen Rengang, van Wyk J D, Wang S, et al. Planar electromagnetic integrated technologies for integrated EMI filters[C]// Industry Applications Conference. USA: [s. n.], 2003, 3(12): 1582-1588.
- [4] 王世山,朱叶,周小林,等. 圆环线匝构成的平面共模 EMI 滤波器的特性研究[J]. 电工技术学报, 2011, 26(11): 68-73.  
Wang Shishan, Zhu Ye, Zhou Xiaolin, et al. Characteristics research for planar CM EMI filter based on toroidal LC coil[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(11): 68-73.
- [5] 温志伟. 基于柔性带材的集成 EMI 滤波器设计[D]. 杭州:浙江大学, 2010.  
Wen Zhiwei. Design of the integrated EMI filter based on flexible multi-layer foil[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2010.
- [6] Zhao Linying, van Wyk J D. Frequency-domain modeling of integrated electromagnetic power passives by a generalized two-conductor transmission structure[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems, 2004, 11(51): 2325-2337.
- [7] Strydom J T, van Wyk J D. Electro-magnetic modeling for design and loss estimation of resonant integrated spiral planar power passives (ISP)[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2004, 19(3): 603-617.
- [8] 井敏,何洪,宋秀峰. 直接敷铜陶瓷基板及制备方法[J]. 山东陶瓷, 2007, 30(6): 19-24.  
Jin Min, He Hong, Song Xiufeng. Direct bonded copper substrates and methods of preparation[J]. Shandong Ceramics, 2007, 30(6): 19-24.
- [9] Zhao Lingyin, Strydom J T, van Wyk J D. The modeling of planar multi-cell integrated reactive components based on multi-conductor generalized transmission structure theory[C]// Industry Applications Conference, of 37th IAS Annual Meeting. USA: [s. n.], 2002, 3(13/18): 1787-1794.