

基于遗传算法的同轴腔 EMI 滤波器的优化设计

王小军, 邱 扬, 谢拥军, 田 锦

(西安电子科技大学机电工程学院, 陕西省西安市 710071)

【摘 要】在简要介绍一种新的宽频带电磁干扰(EMI)滤波器设计思路的基础上,重点论述了高频段同轴腔 EMI 滤波器的设计方法。本文首先给出了高频段分布参数元件滤波器的设计原理,然后利用遗传算法对高频段同轴腔 EMI 滤波器进行优化设计,获取优化值,并给出了精确的设计结果,最后给出了仿真结果。

关键词:电磁干扰滤波器,同轴腔,遗传算法

中图分类号:TN713

0 引言

通常,无论是电子设备的外部还是内部,电源线、信号线都有相当的长度,外界或内部的干扰场通过场-线耦合,使干扰以电流形式沿电源线、信号线传输,其频率即为环境电磁干扰(EMI)频率^[1]。随着电磁环境的恶化,EMI 频带越来越宽,这就要求配备宽带 EMI 滤波器,它是抑制 EMI 信号传导干扰的有效器件。

一般说来,对于频率较低的干扰,采用集总参数的 LC 滤波器就能达到目的。但当频率较高甚至达到微波频段时,电感器的分布电容及电容器的分布电感导致 LC 滤波器性能降低甚至失效。一种新的宽带 EMI 滤波器设计思路是采取集总参数和分布参数元件滤波器相结合的方式,即 EMI 滤波器的滤波功能在低端用集总元件来完成,而在高端则由同轴腔来实现,只要将两者级联成一个整体,就可配合成可满足不同需要的 EMI 滤波器,实现不同频带、不同插入损耗要求的滤波。

对于低频集总参数元件,EMI 滤波器的设计在许多文献中都有论述,已有成熟的设计方法和简明的便于计算机顺序设计的方程式,本文不再详细论述。同轴腔滤波器是宽带 EMI 滤波器中的关键部分,其性能直接关系到整个滤波器能否在全频段内满足指标要求。因此,我们的主要目标将集中于高频段分布参数元件滤波器的设计。

本文首先给出了高频段分布参数元件滤波器的设计原理,然后利用遗传算法对高频段同轴腔 EMI 滤波器进行优化设计,获取优化值,并给出了精确的设计结果,最后给出了仿真结果。

1 分布参数元件 EMI 滤波器的设计

1.1 传输线高低阻抗理论

把传输线段作为二端口网络,可以实现串联电感或并联电容的等效电路^[2]。图 1(a)是一段长度为 l 的传输线段, Z_c 为其特性阻抗,电长度 θ 为:

$$\theta = \frac{2\pi l}{\lambda_g} = \frac{\omega l}{v_\phi}$$

式中: v_ϕ 为传输线中的相速度; $v_\phi = c/\sqrt{\mu'\epsilon'}$; c 为自由空间波的传播速度。

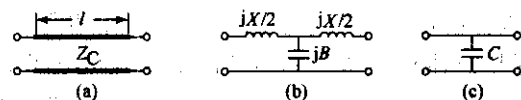


图 1 传输线段及其低阻抗等效电路

画出 T 形等效电路,如图 1(b)所示。可以求出串联支路的电抗 X 和并联支路的电纳 B 分别为:

$$\frac{X}{2} = Z_c \tan \frac{\theta}{2}$$

$$B = Y_c \sin \theta$$

如果取 $\theta < \pi/4$ 或 $l < \lambda_g/8$,可取近似式为:

$$\frac{X}{2} = Z_c \tan \frac{\theta}{2} \approx Z_c \frac{\theta}{2} = \frac{1}{2} \frac{Z_c \omega l}{v_\phi} \quad (1)$$

$$B = Y_c \sin \theta \approx Y_c \theta = \frac{Y_c \omega l}{v_\phi} \quad (2)$$

若传输线是低阻抗线,即 Z_c 很小,而 Y_c 很大,则等效电路两臂的串联电抗 $X/2$ 为很小的感抗,而并联电纳是较大的容抗。两者相比,可以略去不计这两个小感抗,而保留一个并联容抗。这样,低阻抗短传输线就可看成(等效)为一个并联电容,如图 1(c)所示。

图 2 为其 Π 形等效电路,如图 2(b)所示。可以求出并联支路的电纳 B 和串联支路的电抗 X 分别为:

$$\frac{B}{2} = Y_c \tan \frac{\theta}{2}$$

$$X = Z_c \sin \theta$$

同样取 $\theta < \pi/4$ 或 $l < \lambda_g/8$, 上式取近似式为:

$$\frac{B}{2} \approx Y_c \frac{\theta}{2} = \frac{1}{2} \frac{Y_c \omega l}{v_\varphi} \quad (3)$$

$$X \approx Z_c \theta = \frac{Z_c \omega l}{v_\varphi} \quad (4)$$

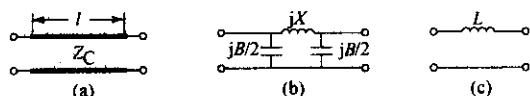


图 2 传输线段及其高阻抗等效电路

若传输线是高特性阻抗线,即 Z_c 很大, Y_c 很小,此时等效电路中两旁的并联电纳是很小的容抗,可忽略不计,则高阻抗传输线段就可以等效为一个串联电感,如图 2(c)所示。

由此可知,一段长度为 l 的短传输线段,当传输线特性阻抗较高时,可实现串联电感;当特性阻抗较低时,可实现并联电容。这样,能够直接按照低通滤波器的梯形电路图转换成微波结构。

1.2 同轴腔高低阻型低通滤波器

同轴腔高低阻型低通滤波器就是利用同轴腔中填充特性阻抗不同的介质,采用高低阻抗线级联的方式实现的。我们在同轴腔中交替填充电介质和铁氧体材料,如图 3 所示。

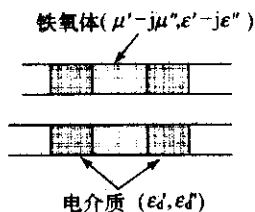


图 3 介质填充同轴腔

铁氧体材料的磁导率为 $\mu = \mu' - j\mu''$,介电常数为 $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$,电介质的介电常数为 $\varepsilon_d = \varepsilon_d' - j\varepsilon_d''$ 。

同轴腔特性阻抗计算公式为:

$$Z = Z_0 \sqrt{\frac{\mu'}{\varepsilon'}} \quad (5)$$

式中 Z_0 为无介质填充时同轴线的特性阻抗, $Z_0 = 60 \ln(b/a)$ μ 为内导体外半径 b 为外导体内半径。

由式(5)可以得到电介质填充段的特性阻抗 Z_{CL} 和铁氧体填充段的特性阻抗 Z_{CH} 为:

$$Z_{CL} = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_d'}} \quad (6)$$

$$Z_{CH} = \frac{Z_0}{\sqrt{\mu'}} \quad (7)$$

通常由预定指标,根据网络综合中切比雪夫归一化低通原型滤波器设计方法计算出滤波器的节数 n 和低通原型归一化元件值 g_k , Z_{CH} 和 Z_{CL} 由式(7)和式(6)求得,则第 k 根高阻抗线的长度为:

$$l_{Hk} \approx \frac{v_\varphi}{\omega_1} \arctan\left(\frac{\omega_1 L_k}{Z_{CH}}\right) = \frac{v_\varphi}{\omega_1} \arctan\left(\frac{Z_0}{Z_{CH}} g_k\right) \quad (8)$$

第 $k+1$ 根低阻抗线的长度为:

$$l_{L(k+1)} \approx \frac{v_\varphi}{\omega_1} \arctan\left(\frac{\omega_1 C_{k+1}}{Z_{CL}}\right) = \frac{v_\varphi}{\omega_1} \arctan\left(\frac{Z_{CL}}{Z_0} g_{k+1}\right) \quad (9)$$

式中 ω_1 为截止频率。

同轴腔高低阻抗示意图如图 4 所示。

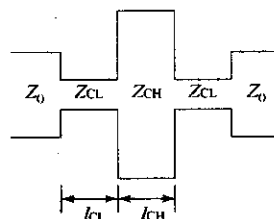


图 4 同轴腔高低阻抗示意图

1.3 宽带 EMI 滤波器插入损耗分析

宽带 EMI 滤波器可看做是低频和高频部分两个二端口网络的级联,分析其插入损耗只需求出级联后的 A 参数矩阵即可。其插入损耗公式为:

$$L_i \approx 20 \log \left| \frac{a_{11} Z_L + a_{12} + a_{21} Z_S Z_L + a_{22} Z_S}{Z_S + Z_L} \right| \text{ (dB)} \quad (10)$$

式中 a_{11} 、 a_{12} 、 a_{21} 、 a_{22} 为 A 参数矩阵的 4 个元素, Z_L 为滤波器负载阻抗, Z_S 为滤波器源端阻抗。

微波传输线的 A 参数矩阵为:

$$A = \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ \sin \theta \\ j \frac{\sin \theta}{Z} & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中 Z 为传输线特性阻抗。

可将同轴腔高低阻型滤波器分为高低阻抗线的级联,将式(6)、式(7)中的 Z_{CH} 和 Z_{CL} 分别代入式(11)就可得每一级的 A 参数,联乘后即得到同轴腔高低阻型

滤波器 A 参数矩阵。依据式(10)就可计算出其插入损耗。

2 同轴腔 EMI 滤波器的优化设计

2.1 遗传算法

为了更好地逼近理想低通衰减特性,我们对同轴腔 EMI 滤波器进行优化设计。目前,各种优化算法中,遗传算法以其独特的操作方式广泛应用于各种无表达或有表达的任何类函数求解最优值问题中。遗传算法使用群体搜索技术,通过对当前群体施加选择、交叉、变异等一系列遗传操作,从而产生新一代的群体,并逐步使群体进化到包含或接近最优解的状态^[3]。

针对宽带 EMI 滤波器,我们采用基本遗传算法,染色体的编码方法使用固定长度的二进制字符串来表示群体中的个体。执行选择运算时采用比例选择算子,交叉运算使用单点交叉算子,变异运算使用基本位变异算子。交叉概率 $P_c = 0.6$,变异概率 $P_m = 0.001$ 。

2.1.1 优化变量

要求同轴腔高低阻型滤波器为最优,则必须使其插入损耗在通带内最小,在阻带内最大。在实际设计中,同轴线的内导体外径和外导体内径通常是固定不变的,而同轴腔中所填充的媒质一经选定也是固定不变的。因此,由式(10)和式(11)可以看出,要改变同轴腔高低阻型滤波器的插入损耗,只能改变滤波器每一节的长度。于是,确定优化变量为每一节填充媒质的同轴腔的长度 $(k) \ (k=1, 2, \dots, n)$ 。

2.1.2 优化变量的边界矩阵

在遗传算法的交叉、变异运算过程中,将会产生许多原来群体中所不含有的新个体。为了剔除没有意义的坏解,必须确定优化变量的范围。并且,在调用初始化函数产生一个由随机数构成的初始群体时,为确保这个随机数有意义,也必须限定优化变量的范围。显然,边界不宜过大或过小。过大会降低遗传算法的运行效率,过小则不利于产生新的优良个体。在这一节所讨论的具体问题中,可由式(8)和式(9)反推出每一节同轴腔的近似长度。在该近似值的左右取一个合适的区间,即可作为优化边界矩阵。

2.1.3 初始群体的产生

在这里,初始群体是在边界矩阵范围内随机产生的。调用初始化函数时,必须给定群体的大小 M 。一般情况下, M 随问题复杂度的增加而加大。滤波器节数越多,则 M 值越大;滤波器节数越少,则 M 值越小。

2.1.4 目标函数

目标函数的确定是整个问题的核心内容。前面已经讨论过,优化的目标是使同轴腔高低阻型低通滤波

器的通带插入损耗最低,阻带插入损耗最高。设通带插入损耗为 L_{PI} ,阻带插入损耗为 L_{BI} ,那么我们可设目标函数的近似解析式为:

$$L_1 = \frac{1}{L_{PI}} + L_{BI}$$

2.2 运算过程的简单描述

遗传算法的主要运算过程用简单的代码描述如下^[4]:

```
void main( void ) //主函数
{
    t=0; // 第一代
    InitializePop(); //产生初始群体
    EvaluatePop(); //个体评估
    //若进化代数小于终止代数则向下一代进化
    while( t < MaxGen ) {
        t ++; //下一代
        NextPop(); //产生下一代群体
        EvaluatePop(); //个体评估
        Evolution(); //执行进化操作
        OutputTextReport(); //输出报表
    }
}

void NextPop( void ) //产生下一代群体子函数
{
    SelectFN(); //选择
    xOverFN(); //交叉
    mutFN(); //变异
}

void EvalutePop( void ) //个体评估子函数
{
    ObjectValue(); //计算个体对应的目标函数值
    FitnessValue(); //计算个体适应度
    FindBestAndWorstIndividual(); //找出本代中最好的和最坏的个体
}

void Evolution( void ) //进化操作子函数
//如果本代中最好的个体的适应度大于进化到当前时的最好的个体的适应度,则用本代中最好的个体代替当前最好的个体,否则用当前最好的个体替换掉本代中最坏的个体
{
    if( bestindividual.fitness > currentbest.fitness ){
        currentbest = population[ best_index ];
    }else{
        population[ worst_index ] = currentbest;
    }
}
```

3 结果仿真与分析

我们选择两种不同插入损耗和截止频率的同轴腔滤波器进行优化设计,其介质填充的级数分别是 1 级和 7 级。其仿真结果分别如图 5 和图 6 所示。

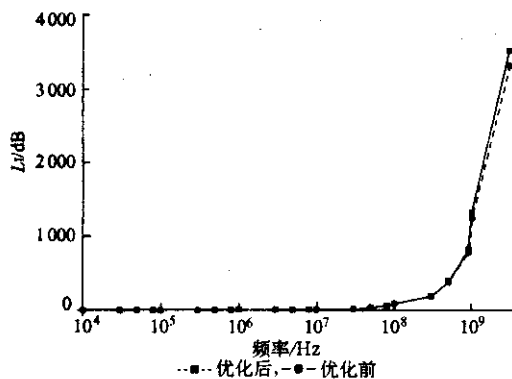


图 5 1 级滤波器仿真结果

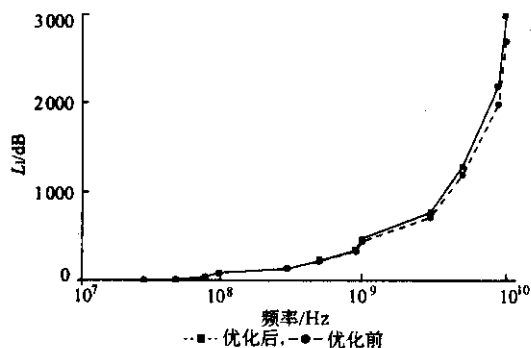


图 6 7 级滤波器仿真结果

1 级滤波器的初设计结果为 75 mm,优化结果为 79.5 mm 填充介质为铁氧体材料。七级滤波器的初设计结果为 2 mm、65 mm、2.6 mm、67 mm、2.6 mm、65 mm、2 mm,优化结果分别为 3 mm、64.56 mm、2.24 mm、60.12 mm、2.63 mm、60.04 mm、2.49 mm,其中第 1、3、4、7 级填充介质为铁氧体材料,2、4、6 级填充介质为电介质材料。

由图 5 和图 6 可以看出,优化后的滤波器的插入损耗有较显著提高,并且随着滤波器级数的增多,优化的效果就越加明显,这体现了遗传算法解决多变量、大规模复杂问题的优点。

4 结束语

通过利用遗传算法,并以各级填充介质的长度作为优化变量,对同轴腔滤波器的设计结果进行优化,将使其滤波性能有极大的提高,从而使得采取集总参数和分布参数元件相结合的方式设计出的新型宽带 EMI 滤波器在全频段内更好地满足设计要求。因此,这种优化设计方法是可取得,也是科学的。

参 考 文 献

- 1 刘鹏程,邱 扬. 电磁兼容原理及技术. 北京:高等教育出版社,1993
- 2 梁联倬. 微波网络及其应用. 北京:电子工业出版社,1985
- 3 王小平,曹立明. 遗传算法理论、应用与软件实现. 西安:西安交通大学出版社,2002
- 4 周 明,孙树栋. 遗传算法原理及应用. 北京:国防工业出版社,1999

Optimization Design of Coaxial Cavity EMI Filter Based on Genetic Algorithm

Wang Xiaojun, Qiu Yang, Xie Yongjun, Tian Jin

(Xidian University, Xi'an 710071, China)

【Abstract】 The new idea of the broad band EMI filter design is brought forward briefly. The design method of the coaxial cavity EMI filter which is used in high frequency is stressed. The genetic algorithm is used in order to optimize the design, and then, the emulation result is presented.

Keywords: EMI filter, coaxial cavity, genetic algorithm

欢 迎 投 稿

E-mail: radarnet @ public 1. ptt. js. cn

Tel 025-83772588

投稿前请仔细阅读本刊投稿简则,见本期第 80 页。

微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立, 致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养, 是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、国人通信等多家国内知名公司, 以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们推出的微波滤波器设计培训专题, 有资深工程师领衔主讲, 课程既有微波滤波器设计原理的详细解释, 也有各种仿真分析工具的实际设计应用讲解, 设计原理和设计仿真实践相结合, 向大家呈现各种结构的微波滤波器的完整设计流程。旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。



微波滤波器设计培训专题视频课程

高清视频, 专家授课, 中文讲解, 直观易学; 既有微波滤波器设计原理的详细解释, 也有像 ADS、CST、HFSS 各种仿真分析工具的实际设计应用讲解, 旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/filter/>

更多专业培训课程:

- **HFSS 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

- **CST 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

- **天线设计专业培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>