

# 用于无功电流检测的 IIR 数字滤波器设计

洪秋<sup>1</sup>, 朱胜<sup>2</sup>, 刘宾<sup>3</sup>, 邓海槐<sup>3</sup>, 邱亚静<sup>1</sup>

(1. 华北电力大学, 北京 102206; 2. 湖南省湘潭电业局, 湖南湘潭 411100;

3. 宿迁供电公司, 江苏宿迁 223800)

**摘要:** 在无功补偿技术中, 对无功电流进行检测时, 低通滤波器(LPF)的设计是关键问题之一。针对无功电流的检测方法, 以瞬时无功理论为依托, 对检测过程进行了推导。并通过 Matlab 编程设计了不同的 IIR 数字滤波器, 对它们的设计思路、性能指标进行了对比研究, 经过比较选出合适的 LPF。选用以 Quartus II 6.0 为设计平台设计开发了基于现场可编程门阵列(FPGA)的数字低通滤波器, 实验结果验证了设计方法的正确性和有效性。

**关键词:** 无功电流检测; IIR 数字滤波器; 频率特性; FPGA

**中图分类号:** TM714.3

**文献标志码:** B

**文章编号:** 1009-0665(2011)01-0054-05

无功功率对有功功率的传输起着非常重要的作用, 对运行成本也有很大影响。为了稳定负荷侧的电压, 必须对系统进行无功补偿, 无功电流的检测是无功补偿的关键技术, 必须提高无功功率的测量精度。由于无功补偿是按基波无功功率来计算的, 因此需要把其中的高次分量滤除。在检测算法中, 需要引入低通滤波器(LPF)。LPF 的滤波效果决定了检测的精度和响应时间, 对无功电流的检测起着至关重要的作用<sup>[1,2]</sup>。

目前, 数字芯片已在工业生产中广泛应用, 数字滤波器具有精度高、体积小、稳定、灵活等优势它的应用可靠性不断提高, 尤其是在有源滤波和无功补偿的滤波器设计中发挥着极其重要的作用。针对无功电流的检测方法, 以瞬时无功理论为依托, 对检测过程进行了推导, 在 Matlab 上一系列的编程、仿真、比较, 从几种不同的 LPF 中得出能达到预期效果最为理想的滤波器。最后, 基于现场可编程门阵列(FPGA)在硬件平台上进行了实验, 证明了设计方法的正确性和有效性。

## 1 无功电流的检测方法

采用瞬时无功功率理论检测系统侧无功电流, 该方法在动态响应上有良好的特性, 可以实时地跟随系统无功的变化, 快速连续的对系统进行无功功率补偿。无功电流检测框图如图 1 所示。

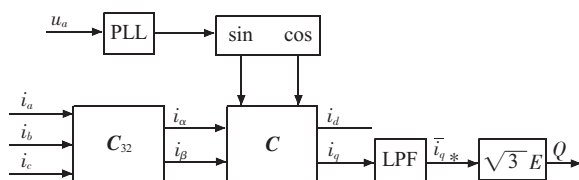


图 1 无功电流检测框图

假设三相电路的各相电流的瞬时值分别为  $i_a, i_b, i_c$ 。三相线电流经过变换矩阵  $C_{32}$  由三相静止  $abc$  坐标系转换到两相静止坐标系  $\alpha\beta$ , 再经过变化矩阵  $C$  转换到两相旋转  $dq$  坐标系, 其所得到的输出电流中的直流分量对应原三相线电流中的基波无功分量, 经过 LPF 滤除高次谐波分量, 得到其中的直流分量, 进而可以求得无功功率<sup>[3]</sup>。

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = C_{32} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\text{式中: } C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}$$

根据瞬时无功功率理论, 可以得出:

$$\begin{pmatrix} i_p \\ i_q \end{pmatrix} = C \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$\text{式中: } C = \begin{pmatrix} \sin\omega t & -\cos\omega t \\ -\cos\omega t & -\sin\omega t \end{pmatrix}$$

$i_p$  和  $i_q$  经 LPF 滤波得出直流分量  $\bar{i}_p$  和  $\bar{i}_q$ , 这里  $\bar{i}_p$  和  $\bar{i}_q$  是由三相电流的基波分量产生的, 由此又可由  $i_p$  和  $i_q$  计算出三相电流的基波分量。

利用对称分量法, 可以把  $i_a, i_b$  和  $i_c$  分解成正序分量组和负序分量组。下标中的 1 为正序, 2 为负序。n 为谐波次数, I 为电流有效值,  $\varphi$  为初相角。设电网电压角频率为  $\omega$ , 且 a 相电压初相角为 0。则  $i_a, i_b, i_c$  为:

$$i_a = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} [I_{1n} \sin(n\omega t + \varphi_{1n}) + I_{2n} \sin(n\omega t + \varphi_{2n})] \quad (3)$$

$$i_b = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} [I_{1n} \sin(n\omega t + \varphi_{1n} - 120^\circ) + I_{2n} \sin(n\omega t + \varphi_{2n} + 120^\circ)] \quad (4)$$

$$i_c = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} [I_{1n} \sin(n\omega t + \varphi_{1n} + 120^\circ) + I_{2n} \sin(n\omega t + \varphi_{2n} - 120^\circ)] \quad (5)$$

将它们变换至  $\alpha\beta$  两相,可得:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} [I_{1n} \sin(n\omega t + \varphi_{1n}) + I_{2n} \sin(n\omega t + \varphi_{2n})] \\ \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} [-I_{1n} \cos(n\omega t + \varphi_{1n}) + I_{2n} \cos(n\omega t + \varphi_{2n})] \end{bmatrix} \quad (6)$$

可得出  $i_p$  和  $i_q$  为:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} I_{1n} [\cos(n-1)\omega t + \varphi_{1n}] - \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n} [\cos(n+1)\omega t + \varphi_{2n}] \\ -\sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} I_{1n} [\cos(n-1)\omega t + \varphi_{1n}] - \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n} [\cos(n+1)\omega t + \varphi_{2n}] \end{bmatrix} \quad (7)$$

它们的直流分量为:

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} I_{11} \cos\varphi_{11} \\ -\sqrt{3} I_{11} \cos\varphi_{11} \end{bmatrix} \quad (8)$$

可见  $i_p, i_q$  是由  $i_a, i_b, i_c$  的基波的正序分量来产生的。

## 2 IIR 滤波器原理及其 Matlab 设计

### 2.1 IIR 滤波器原理

数字滤波器根据时域特性可分为 IIR(无限长单位冲击响应)滤波器和 FIR(限长单位冲击响应)滤波器。IIR 滤波器可以用较低的阶数获得较高的选择性,存储单元小且经济高效。一个  $N$  阶 IIR 数字滤波器的系统函数为:

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^M a_i z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^N b_i z^{-i}} = A \frac{\prod_{i=1}^M (1 - c_i z^{-1})}{\prod_{i=1}^N (1 - d_i z^{-1})} \quad (9)$$

其线性差分方程为:

$$y(n) = \sum_{i=0}^M b_i x(n-i) - \sum_{i=1}^N a_i y(n-i) \quad (10)$$

IIR 数字滤波器设计就是要确定传输函数  $H(z)$  的系数  $a_i, b_i$  或者零极点  $c_i, d_i$  以使滤波器满足给定的性能指标要求<sup>[2-4]</sup>。经典的滤波器有巴特沃斯、切比雪夫型、切比雪夫 II 型和椭圆型等。通常指标相同时,滤波器阶数:巴特沃斯 > 切比雪夫 > 椭圆;而阶数相同时,过渡带宽度:巴特沃斯 > 切比雪夫 >

椭圆。

从提高检测精度出发,希望滤波器的截止频率选择的较低,这样其频率特性对高次分量衰减得大,但由于时延加大,使动态响应过程变慢。此外,截止频率过低时,若用数字滤波器实现,会使滤波器参数相差倍数过大,从而带来计算机运算时的截断误差增大,反而影响了精度。

总之,设计滤波器应该根据实际要求技术参数,选择合适的滤波器原型进行设计,设计滤波器时不可能满足所有条件都最优,只能是根据不同的要求选择不同的原型滤波器进行设计,并非只是追求某一项性能指标。

### 2.2 Matlab 设计

本文对巴特沃斯低通滤波器和切比雪夫低通滤波器进行对比研究。

设计指标为:通带截止频率  $\omega_p = 30$  Hz;通带波纹  $R_p = 3$  dB;阻带截止频率  $\omega_s = 100$  Hz;阻带波纹  $A_s = 40$  dB。设计流程如图 2 所示。

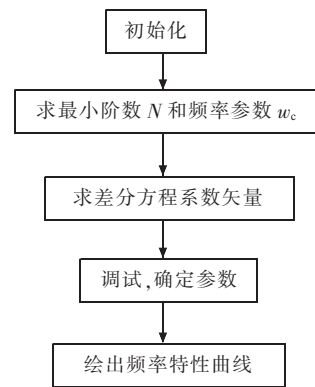


图 2 设计流程

巴特沃斯 LPF 在 Matlab 上的程序如下:

```

Fs=1000;
wp = 30*2/ Fs;
ws =100*2/ Fs;
Rp = 3;
As = 40;
[N, wc]= buttord( wp , ws , Rp , As);
[b, a]= butter(N,wc);
B = round(b*2^12);
A = round(a*2^12);
Figure(1);
Freqz(B, A, 2000, Fs)
    
```

其中采样频率单位 1 000 Hz,  $N$  为滤波器阶数,在 Matlab 中,使用的单位频率是奈奎斯特频率(它定义为取样频率的一半),如对以一个取样频率为 1 000 Hz 的系统,100 Hz 的标称化频率为  $100/500 = 0.2$  奈奎斯特频率<sup>[5]</sup>。通常由 Matlab 仿真得到的系

数  $b$  都远小于 1, 因此要适当选择正整数  $L$ , 运算时可给系数  $b$  和  $a$  ( $a$  的第一个系数除外) 同乘以  $2^L$  之后取整得到  $B = \text{round}(b \cdot 2^L)A = \text{round}(a \cdot 2^L)$ 。运算结果为:

$$N = 3, wc = 0.0988$$

$$B = 23\ 69\ 69\ 23$$

$$A = 8192\ -19507\ 15890\ -4391$$

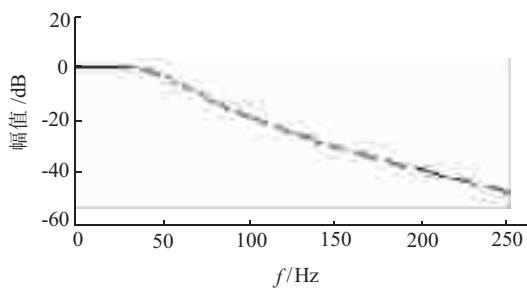
根据同一指标, 切比雪夫 I 型低通滤波器在 Matlab 上的运行结果为:

$$N = 2$$

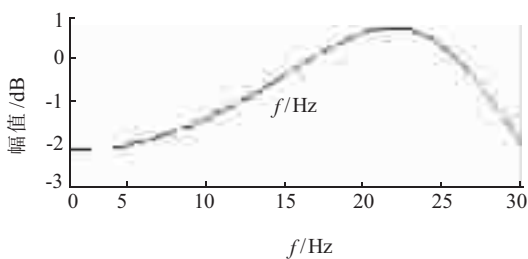
$$B = 9\ 17\ 9$$

$$A = 2048\ -3813\ 1814$$

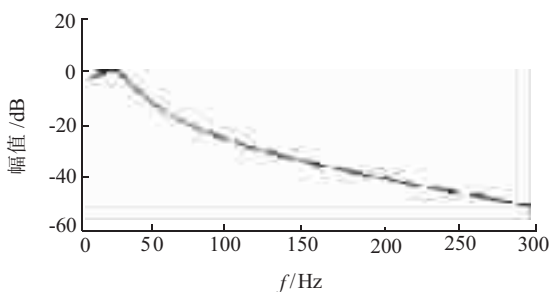
2 种数字滤波器的频率特性曲线如图 3 所示。由图 3 可见, 巴特沃斯通带内具有最大平坦部分幅值的响应。而切比雪夫型阻带内幅频特性单调下降, 衰减速率比巴特沃斯快, 但在通带内有波纹波动。同样对于椭圆型低通滤波器, 其通带内均含有波纹波动。因此决定选用巴特沃斯滤波器, 提取信号的基波无功分量进行计算。



(a) 巴特沃斯频率特性曲线



(b) 放大的切比雪夫频率特性



(c) 切比雪夫频率特性曲线

图 3 频率特性曲线

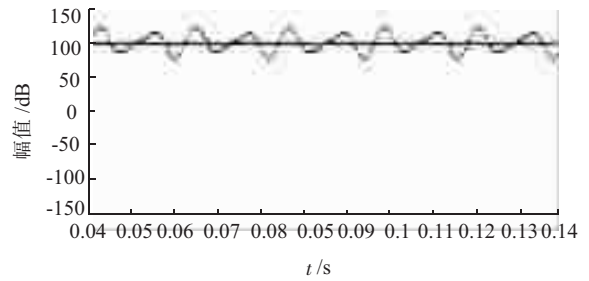


图 4 LPF 滤波效果图

### 3 FPGA 设计实验及其验证

#### 3.1 FPGA 程序设计

FPGA 在近年来的发展十分迅速。FPGA 采取有多少数据转换芯片用多少控制单元模块的策略, 功能控制模块与数据转换芯片是一一对应的关系, 在硬件上保证了数据采集的完全并行性。其芯片读写速度较高, 在采集和存储速度都上不会存在任何问题。另外, FPGA 的设计采用在线编程的方式进行, 修改和调试都相当快捷、方便<sup>[6]</sup>。本文采用了 CycloneII 的型号 FPGA 进行编程实验。

对于 LPF 的设计程序清单如下:

```
LIBRARY IEEE;
```

```
USE ieee.std_logic_1164.all;
```

```
USE IEEE.std_logic_arith.all;
```

```
ENTITY Lpf_butter IS
```

```
PORT (op1 : in integer range -2047 to 2047;
```

```
clkln ,res : in std_logic;
```

```
mul_out : OUT integer range -2047 to 2047)
```

```
END Lpf_butter;
```

```
ARCHITECTURE a OF Lpf_butter IS
```

```
BEGIN
```

```
Process (clkln,res)
```

```
variable x0 : integer range -1048575 to 1048575;
```

```
variable x1 : integer range -1048575 to 1048575;
```

```
variable x2 : integer range -1048575 to 1048575;
```

```
variable x3 : integer range -1048575 to 1048575;
```

```
variable y3 : integer range -1048575 to 1048575;
```

```
variable y1 : integer range -1048575 to 1048575;
```

```
variable y2 : integer range -1048575 to 1048575;
```

```
variable y : integer range -2147483547 to 214748
```

```
3547;
```

```
variable b : integer range -2047 to 2047;
```

```
begin
```

```
if (res='1') then
```

```
mul_out<=0;
```

```
x0 := 0;x1 := 0;x2 := 0;x3 := 0;y3 := 0;
```

```
y1 := 0;y2 := 0;y := 0;b := 0;
```

```

else if( clkln'event and clkln='1')
theny:= 23*x0+69*x1+69*x2+23*x3+19507*y1
-15890*y2+4321*y3;
x0 := op1*256;x1 := x0;x2 := x1;x3 := x2;
y3 := y2;y2 := y1;y1:=y/2048;
b :=y/524288;
if(b>=2047) then
mul_out<=2047;
else
if(b<=0)then
mul_out<=0;
else mul_out<=b;
end if;
end if;
end if;
end if;
    
```

### 3.2 实验验证

LPF 的模块如图 5 所示, 输入端连接了一个正弦波信号为  $i=100+10\sqrt{2}\sin(2\omega t)+5\sqrt{2}(3\omega t)$ , 输出端通过和锯齿波(设 2 000 采样点)比较输出脉冲信号。

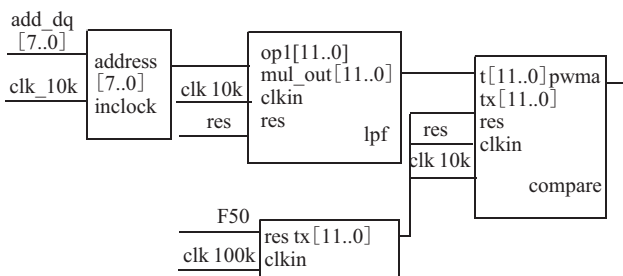


图 5 LPF 模块

脉冲宽度调制(PWM)波形如图 6 所示。通过图 6 可看出,采用每个周期采样 2 000 点的锯齿波作为触发电路的同步信号,由示波器示意图形可得出触发角约为 18°,其中一个周期是 20 ms,触发时间为 1 ms,与理论值( $100/2\ 000 \times 360^\circ=18^\circ$ )相吻合,可以验证设计方法的正确性和有效性。输入信号富含谐波时滤波器前后信号实验波形如图 7 所示。由此可见滤波器滤波效果明显。

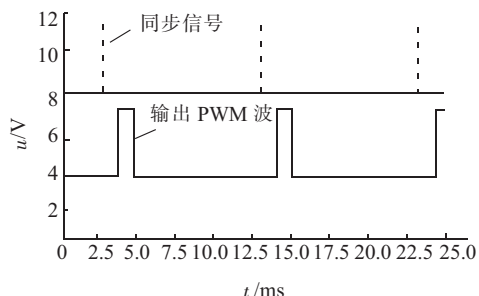


图 6 PWM 脉冲波形图

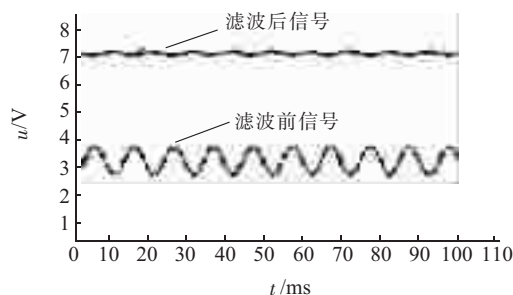


图 7 时域波形图

### 4 结束语

(1) 指标相同时,巴特沃斯滤波器的滤波器阶数最大,其次是切比雪夫型,再次是椭圆型。除巴特沃斯外的其他波形均有波纹,故对于无功电流检测的低通滤波器选用巴特沃斯型。

(2) 在 Matlab 上一系列的编程、仿真,表明巴特沃斯型数字低通滤波器滤波效果很明显,能达到预期的效果。

(3) 基于 FPGA 在硬件平台上进行了实验,证明了设计方法的正确性和有效性,满足设计要求,为在无功电流以及谐波电流的检测中对低通滤波器的设计以及在 FPGA 的编程实现上提供了可靠参考。

#### 参考文献:

- [1] FANG Z P,JIH S L. Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-phase Power Systems Instrumentation and Measurement [J]. IEEE Transactions on ,1996,45 (1): 293-297.
- [2] 孙曙光,王景芹,师顺泉. 单相电路谐波及无功电流实时检测的研究. 电测与仪表[J],2008,45(1):4-7.
- [3] 李鑫,曾光,苏彦民,等. 基于瞬时无功理论的 SVC 无功电流检测方法[J]. 电力电子技术,2006,40(5).
- [4] 刘二虎,梁文怡,张文栋. 基于 FPGA 的 IIR 数字滤波器硬件模块的设计[J]. 微计算机信息,2008,24.
- [5] 童位理,基于 FPGA 的 IIR 数字滤波器的快捷设计[J]. 电子元器件设计,2007(5).
- [6] 曾菊容,杨小雪. 用于谐波检测中的数字低通滤波器的设计[J]. 中国集成电路,2007(9):53-57.

#### 作者简介:

洪 秋(1983-),男,湖南衡阳人,硕士研究生,研究方向为电力电子在电力系统中应用与研究;  
 朱 胜(1984-),女,湖南湘乡人,硕士研究生,从事电力运行工作;  
 刘 宾(1980-),男,山东日照人,助理工程师,从事电力调度工作;  
 邓海槐(1981-),男,江苏沭阳人,助理工程师,从事电力运行工作;  
 邸亚静(1983-),女,河北保定人,硕士研究生,从事电力基础教学工作。

## IIR Digital Filter Design for Reactive Current Detection

HONG Qiu<sup>1</sup>, ZHU Sheng<sup>2</sup>, LIU Bin<sup>3</sup>, DENG Hai-huai<sup>3</sup>, DI Ya-jing<sup>1</sup>

(1.North China Electric Power University, Beijing 102206,China;

2.Xiangtan Power Supply Company, Xiangtan 411100,China; 3.Suqian Power Supply Company, Suqian 223800, China)

**Abstract:** In reactive power compensation technology, when refers to the reactive current detection, the design of the low-pass filter is one of the key issues. For the reactive current detection methods, the testing process which relies on the theory of instantaneous reactive power was derived in this paper. Different IIR digital filters were designed by Matlab. This paper gave out a comparative study on their design ideas and their performances, and selected the appropriate low-pass filter by the comparison. This paper designed and developed the digital low-pass filter which is based on field programmable gate array (FPGA) in the Quartus II 6.0 design platform, and the experimental results verified the correctness and validity of the design method.

**Key words:** reactive current detection; IIR digital filters; frequency characteristics; field programmable gate array (FPGA)

(上接第 53 页)

## Analysis of the Breaker Failure of 220 kV Bypassing Transformer

DAI Jian-feng, ZHANG Ying

(Nantong Power Supply Company, Nantong 226006, China)

**Abstract:** The paper analyzes the reasons of the refusal operation of 220 kV bus differential protection. Its refusal operation occurs when the 220 kV breaker of 220~500 kV main transformer is replaced by bypass breaker, and a fault occurs in the other side of the main transformer with the 220 kV bypass breaker failure. According to the site situation, methods to improve the protection program and the secondary circuit are proposed to avoid the incorrect operation in such particular case.

**Key words:** bypass; main transformer; failure; bus differential

## 开关电源的电磁骚扰是如何产生的?

开关电源因工作在高电压大电流的开关工作状态下,引起电磁兼容性问题的原因是相当复杂的。从整机的电磁性讲,主要有共阻抗耦合、线间耦合、电场耦合、磁场耦合及电磁波耦合几种。共阻抗耦合主要是骚扰源与受骚扰体在电气上存在的共同阻抗,通过该阻抗使骚扰信号进入受骚扰体。线间耦合主要是产生骚扰电压及骚扰电流的导线或 PCB 线因并行布线而产生的相互耦合。电场耦合主要是由于电位差的存在,产生感应电场对受骚扰体产生的场耦合。

磁场耦合主要是指在大电流的脉冲电源线附近,产生的低频磁场对骚扰对象产生的耦合。电磁场耦合主要是由于脉动的电压或电流产生的高频电磁波通过空间向外辐射,对相应的受骚扰体产生的耦合。实际上,每一种耦合方式是不能严格区分的,只是侧重点不同而已。

在开关电源中,主功率开关管在很高的电压下,以高频开关方式工作,开关电压及开关电流均接近方波,从频谱分析知,方波信号含有丰富的高次谐波。该高次谐波的频谱可达方波频率的 1 000 次以上。同时,由于电源变压器的漏电感及分布电容以及主功率开关器件的工作状态非理想,在高频开或关时,常常产生高频高压的尖峰谐波震荡。该谐波震荡产生的高次谐波,通过开关管与散热器间的分布电容传入内部电路或通过散热器及变压器向空间辐射。

用于整流及续流的开关二极管,也是产生高频骚扰的一个重要原因。因整流及续流二极管工作在高频开关状态,二极管的引线寄生电感、结电容的存在以及反向恢复电流的影响,使之工作在很高的电压及电流变化率下,且产生高频震荡。整流及续流二极管一般离电源输出线较近,其产生的高频骚扰最容易通过直流输出线传出。开关电源为了提高功率因数,均采用了有源功率因数校正电路。同时,为了提高电路的效率及可靠性,减少功率器件的电应力,大量采用了软开关技术。其中零电压、零电流或零电压/零电流开关技术应用最为广泛。该技术极大的降低了开关器件所产生的电磁骚扰。但是,软开关无损吸收电路多数利用  $L, C$  进行能量转移,利用二极管的单向导电性能实现能量的单向转换,因此,该谐振电路中的二极管成为电磁骚扰的一大骚扰源。

开关电源一般利用储能电感及电容器组成  $L, C$  滤波电路,实现对差模及共模骚扰信号的滤波。由于电感线圈的分布电容,导致了电感线圈的自谐振频率降低,从而使大量的高频骚扰信号穿过电感线圈,沿交流电源线或直流输出线向外传播。滤波电容器随着骚扰信号频率的上升,引线电感的作用导致容量及滤波效果不断的下降,甚至导致电容器的参数改变,也是产生电磁骚扰的一个原因。