

## 免调试 50Hz 陷波器 **F42N50®**

### 1. 概述

泰纳 F42N50 系列 50Hz 陷波器模块采用了与 TI 模拟滤波芯片 UAF42 相同的可变状态滤波器电路，采用精密运算放大器、高精密高稳定性电阻、电容，确保了很高的温度稳定性，特别是产品已经将中心频率调整到 50Hz 从而免去了用户调整中心频率的麻烦，用户只需外接 1-3 个电阻即可构成高精密 50Hz 陷波器，为电子产品提供了 50Hz 市电噪声拟制的简易高性能高性价比方案。

值得注意，网上流传 2013 年的 V1.0 版本引脚定义是 VIN, RQ, V-, GND, V+, Vo, RG, 2013 年后引脚定义修改 VIN, V-, RQ, GND, V+, RG, VO, 新定义避免了模块反插引起电源直接短路的损坏，设计 PCB 时应以新版本为准。

2019 年增加了反相型模块(即输出对输入反相), 与之前的同相型相比具有动态范围大、噪声低、设计更简单。

### 2. 性能特点

- 1) 使用方便，中心频率已校正到 50.00Hz, 用户直接使用无需调试。
- 2) 高噪声拟制性：陷波深度高达 43~60dB。
- 3) 各元件温度系数在 30ppm/°C 以内，中心频率的稳定。
- 4) 可通过外接电阻 RQ 方便调整 Q 值。
- 5) 可通过外接电阻 RG 方便设置输出增益。
- 6) 外围电路简单(除电源去耦电容外，仅需 1-3 个设置电阻)。
- 7) 可替代 UAF42 构成的陷波器，简化外围元件及生产调试、低成本。
- 8) 单电源、双电源供电均适应。
- 9) 可应用于 85°C 工业级环境。
- 10) 提供宽电压、低噪声、低功耗、电池供电等多种应用规格。
- 11) 模块经过灌封，中心频率不易变动，可靠性高、防尘抗震，环境适应能力强。
- 12) SIP7 标准模块封装，引脚间距 2.54mm，模块长宽高 19.6x6x10。



### 3. 应用与选型

利用 F42N50 可构成单节 2 阶 50Hz 陷波器，用于电子电路（如工业电子测量、医疗电子、生物电信号检测、电力设备、铁路交通检测仪器、地震波检测仪器、工业检测仪器仪表等）模拟信号中需要衰减、抑制 50Hz 干扰的场合。

**表 1 型号规格**（技术咨询：13256000696 王工）

型 号 后缀带 T 的 输出对输入 反相	依据供电电压 的典型 选型示例	陷波 深度 Ao/dB	正负电 源压差 Vsu/V	静态 功耗 mA	输入信号及输入 50Hz 噪声的动态范围 Vd	
					Vsu=5V A=1	Vsu=10V A=1
F42N50IWP	±12V、±5 供电	>40	6.0-30	8	-	保守 Vsu/2
F42N50RLN	±5、+5V 供电	>40	4.4-16	1-5	4.7	保守 Vsu/2
F42N50RLNT	±5、+5V 供电	>40	4.4-16	1-5	4.7	保守 Vsu/2
F42N50RLP	低功耗，±5、+5V	>40	4.4-16	1	4.7	保守 Vsu/2
F42N50RLPT	低功耗，±5、+5V	>40	4.4-16	1	4.7	保守 Vsu/2
F42N50RRB	4.2V 单节锂电池	>40	1.8-5.5	0.5	4.9	-

- 【1】正负电源电压差 Vsu：双电源 Vsu=VCC-VEE；单电源 VEE=0，Vsu=VCC。
- 【2】表中输入 50Hz 噪声的动态范围值适应于反相输出型和同相输出型 **Q 衰减** 和 **大衰减模式**，而同相输出型 **无衰减模式** 的输入 50Hz 噪声动态范围是表中动态范围除以 Q。
- 【3】陷波器输出动态范围，信号增益为 A=1 时，同表 1 中输入动态范围。
- 【4】陷波深度 Ao 不低于 40dB，详见 6.5 节。
- 【5】反相输出型比同相输出型的直流偏移的 **一致性** 要好一点。
- 【6】反相输出型(后缀带 T)只有一个设计模式，却综合了同相输出型各模式各自的优点(即同相型 Q 衰减模式和大衰模式宽的动态范围和无衰减模式低的噪声)且一般可省略 RA、RG 这两个外接电阻，除外接电阻参数不同外两种版本管兼容。然而当陷波器设置在后置大信号工作状态，模块的噪声可不必考虑，只有放在前置级对于微伏级信号才可能需要考虑模块噪声。
- 【7】如果将陷波器放在前置级，又要求噪声最小，又要求最大输入动态范围，如要求 10uVpp~5Vpp 的输入范围，最好选用反相型，因为反相型比同相型 Q 衰减模式噪声小，比同相型无衰减模式动态范围大。
- 【8】在 40KHz 之内 F42N50RLP 与 F42N50RLN 相同并且功耗更低，因此 RLP 可以

直接代替 RLN，在缺货情况下供货方默认以 RLP 代替 RLN 出货。

【9】应用选择总结:可以从电源电压、静态电流功耗、噪声、输入动态范围、直流偏移稳定性等方面综合权衡选择型号，如不考虑功耗在 $\pm 5$  电源情况下，IWP、RLP、RLN、RLPT 都适应，IWP 成本最低。

## 4. 频率特性

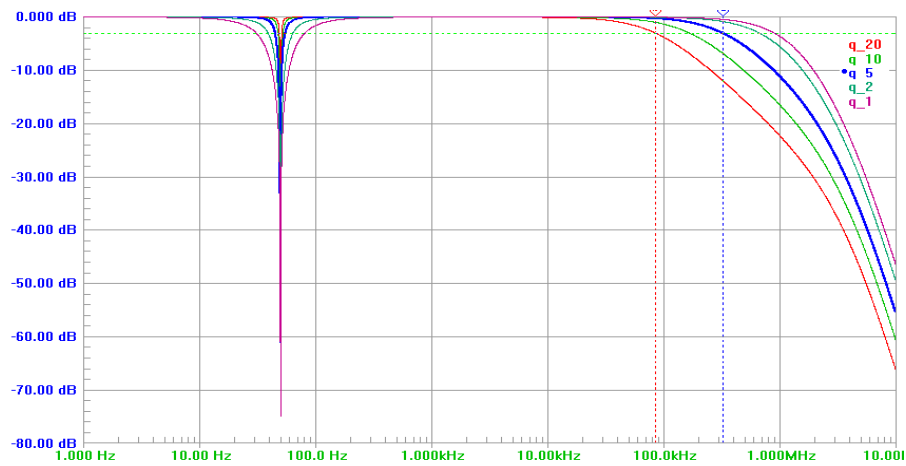


图 3.1) F42N50IWP Q 衰减模式 幅频特性 (A=1)

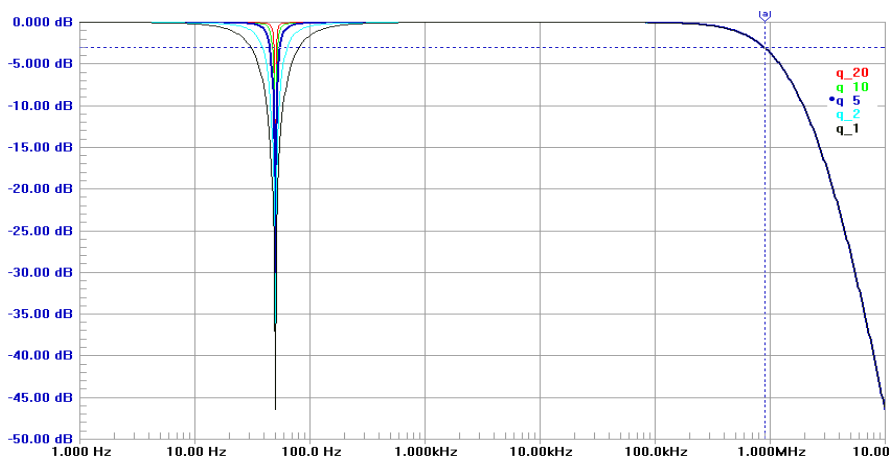


图 3.2) F42N50IWP 无衰减模式 幅频特性 (A=1)

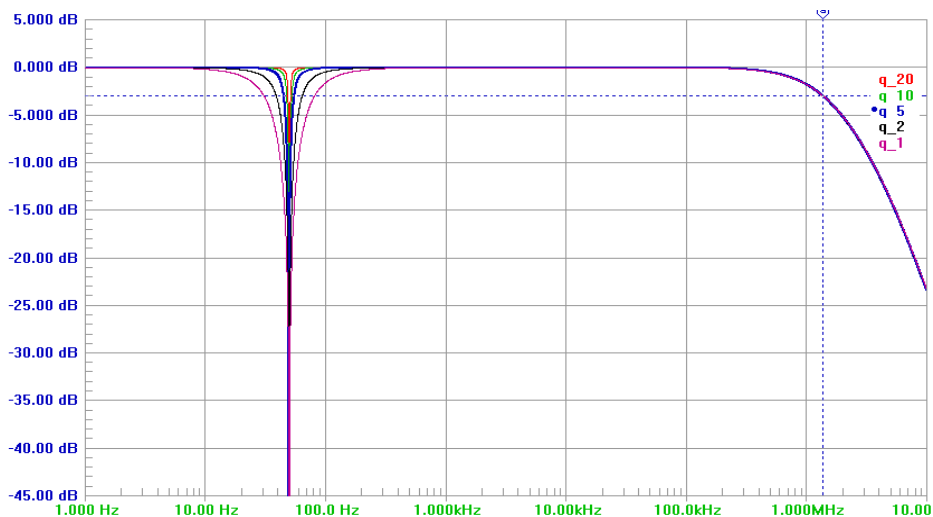


图 3.3) F42N50IWPT Q=1~20 时的幅频特性(A=1)

表 1.1 F42N50 陷波器的 -3dB 大、小信号截止频率  $f_c$ , 0dB 不失真频带:

型号 后缀		同相型 Q 衰减模式		同相型无衰减模式	反相型模块
		Q=5	Q=10	Q 任意	Q 任意
IWP	KHz	320/460/440	166/198/180	896/1670/1400	
IWPT					1520
RLN	KHz	235/270/240/70	119/120/110/20	749/900/200	
RLNT	KHz				900/200
RLP	KHz	106/94/74/20	54/46/40/8	329/260/40	
RLPT	KHz				260/40
RRB		17.5			

注：1) 蓝色为仿真值；黑色为 1Vpp 的  $f_c$  实测值；红色为 5Vpp 大信号测得  $f_c$ ；暗绿色为 5Vpp 大信号下测得的不失真  $f_c$  (此时增益 0dB, 无-3dBfc)。

2) RLP 无衰减模式和 RLPT 输出电压在 2Vpp 下测得  $f_c$ , 超过 2~3V 输出会失真, 没有不失真  $f_{c\_3dB}$ 。5V 最大不失真频率的增益为 0dB。亮绿色给出了相应的 0dB 频率, 可以看出同相模块 RLP 无衰减模式和反相模块 RLPT 的 0dB 频带更宽。

3) 对于同相输出型 Q 衰减模式 Q=20 的截止频率如下估计:

$$f_c(20) = f_c(10)^2 / f_c(5)$$

举例：F42N50RLP Q 衰减模式  $Q=20$ :  $f_c=46^2/94=22.5\text{KHz}$

4) RRB 在  $\pm 2.5\text{V}$  电源,  $V_{in}50\text{Hz}=5\text{Vpp}$  下,  $-3\text{dB}$  频率为  $17.5\text{KHz}$  ,

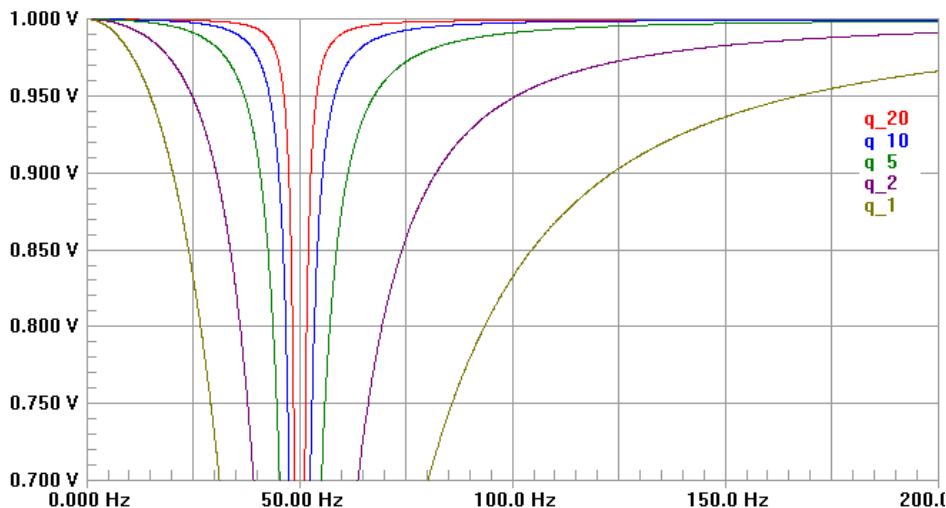


图 4) 陷波幅频特性 (1~200Hz)

图 4) 是陷波器的频率特性,其特点是频率关于中心频率几何对称。图 4) 可用于估计  $3\text{dB}$  带宽  $B=[f_2(0.7\text{V})-f_1(0.7\text{V})]$ , 和  $3\text{dB}$  以内的通带上的衰减情况, 例如, 对于一个  $25\text{Hz}$  的谐波信号, 增益不小于  $0.95$  时  $Q$  值不能小于  $2$ 。

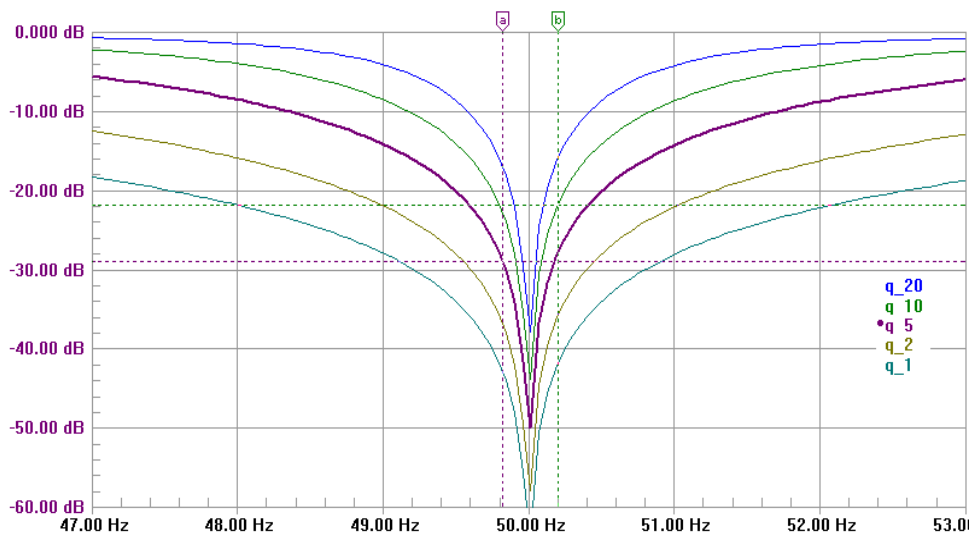


图 5) 陷波幅频特性 (47~53Hz)

图 5) 可以估计陷波器阻带的最小衰减。市电的波动范围一般为  $50 \pm 0.2\text{Hz}$ , 因此  $0.4\text{Hz}$  可作为阻带宽度的典型值, 如果考虑陷波器温度漂移可取  $0.5\text{Hz}$ , 对于非市电的  $50\text{Hz}$  发电机, 阻带宽度可能更大。图中,  $Q=10$  时  $0.4\text{Hz}$  的阻带最小衰减为  $22\text{dB}$ , 而  $Q=5$  时为  $28\text{dB}$ 。  $Q$  值增大一倍, 衰减减小  $6\text{dB}$ 。

## 5. 噪声特性

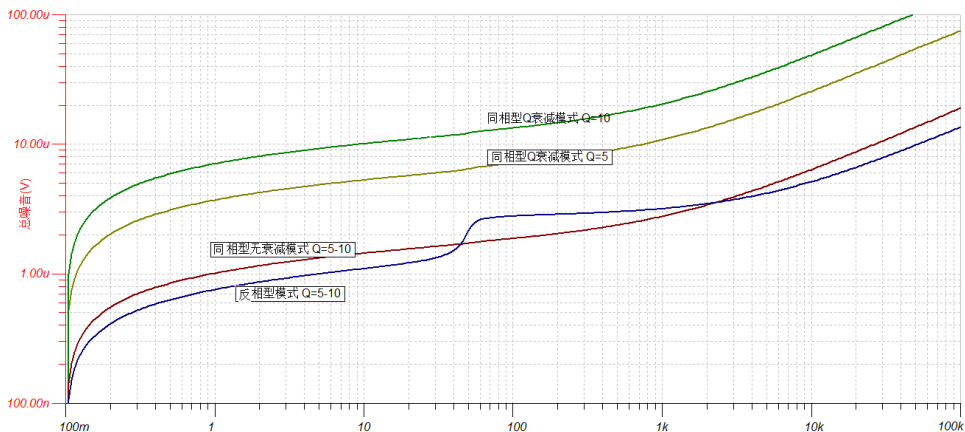


图 7) 噪声特性 RLN/T、RLP/T

图 7) 中 **绿色**—同相型  $Q$  衰减模式  $Q=10$ ; **黄色**—同相型  $Q$  衰减模式  $Q=5$ ; **红色**—同相型无衰减模式  $Q=5-10$ ; **蓝色**—反相输出型  $Q=5-10$ 。从图 7) 看出同相型在  $Q$  衰减模式下随着  $Q$  增大噪声增大。反相型 (T) 的噪声与同相型无衰减模式的噪声特性大致接近, 可以不做区分。

从噪声曲线可看到, 在  $1\text{Hz}-1\text{kHz}$  频带内  $Q=5$  时 RLN/RLP 在  $Q$  衰减模式总噪声  $=10.5-4=6.5\text{uV}$ ,  $Q=10$  时则  $=20-7=13\text{uV}$ , 而无衰减模式和反相型的总噪声  $=2.8-1=1.8\text{uV}$ , 反相型的总噪声  $=3-0.8=2.2\text{uV}$ 。

以上特性曲线皆为仿真结果, 仅供参考。

## 6. 电路设计

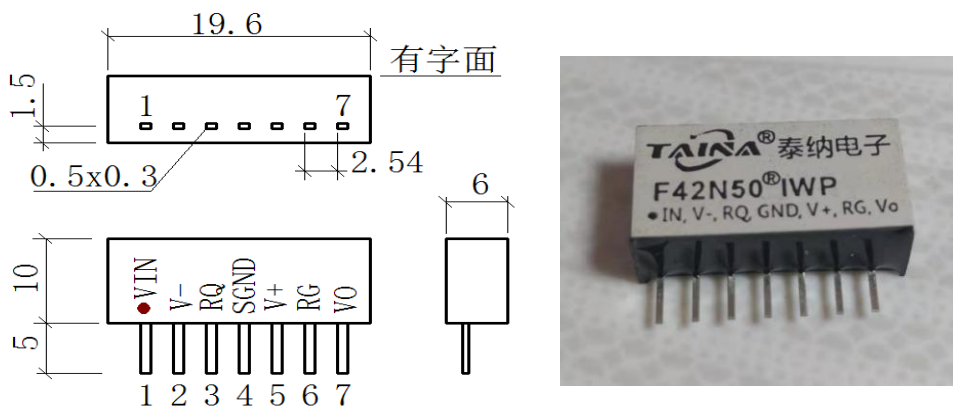


图 8) 反相型/同相型 引脚定义相同

【注意：F42N50 V1.0 版本(2013 年以前)的管脚定义是：Vin, RQ, V-, Gnd, V+, Vo, RG】

- 1 Vin---信号输入端，输入端内置了 20K 电阻，故允许 RA=0。
- 2 V- ---负电源输入端，与电源地 GND 之间应接 0.1~4.7UF 去耦电容。
- 3 RQ --- RQ 值编程脚，与信号参考地 SGND 之间接一个电阻 RQ 可对 Q 值编程。
- 4 SGND---信号交流参考地，双电源时与电源地 GND 重合。单电源时对于 RLN, RLP, RLPT, RRB 约为电源电压的一半，即  $SGND = VDD/2$ ；对于 IWP, 建议  $SGND = (VDD-3V)/2$ 。
- 5 V+ ---正电源输入脚，与电源地 GND 之间应接 0.1~4.7UF 去耦电容。
- 6 RG ---输出增益控制端，在该脚与 7 脚上连接电阻 RG 可调整总增益 Ao。模块已经内置了 20K 增益电阻，故允许 RG=0。
- 7 VO ---陷波器输出脚。

### 6.1 电路图

以下典型电路适应于 F42N50 系列单电源、双电源、同相型、反相型所有设计模式，图中仅给出 Q=5 的设计示例，其他 Q 值情况查后文表格可得。

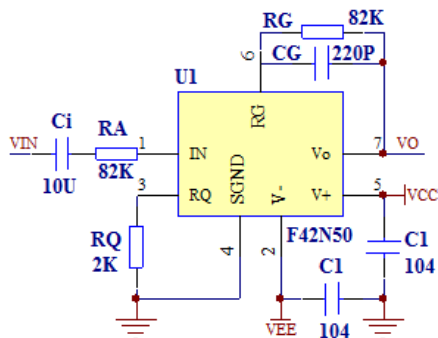


图 9) 双电源电路

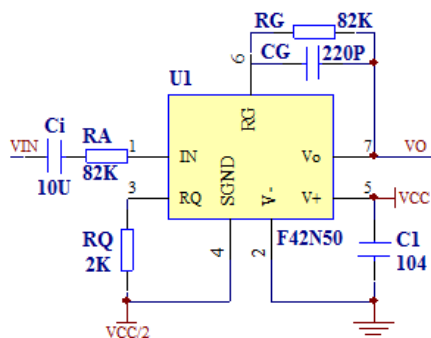


图 10) 单电源电路

(同相型 Q 衰减模式：例如  $Q=5$ ： $RQ=2.00K$ ， $RA=82K$ ， $A=1$ ： $RG=RA$ ，见表 2)

(同相型无衰减模式：例如  $Q=5$ ： $RQ=1.43K$ ， $RA=0$ ， $A=1$ ： $RG=RA$ ，见表 4)

【反相型(后缀带 T)：例如  $Q=5$ ： $RQ=2.49K$ ， $RA=0$ ， $A=1$ ： $RG=RA$ ，见表 5】

## 电路说明：

1、对于同相型的无衰减模式和反相型模式， $RA=0$ ，对于同相型的 Q 衰减模式 RA 不能省略。增益  $A=1$  时：同相型的无衰减模式和反相型模式  $RG=0$ ，同相型的 Q 衰减模式  $RG=RA$ 。C1 为电源去耦电容，可以是  $0.1u$  并联  $4.7u$ 。

2、如果是交流信号陷波，可以在输入端加一个输入隔直流电容 Ci，它与输入电阻 ( $RA+20K$ ) 构成 1 阶高通滤波器，见 6.3 节。如果信号中包含直流成分，即直流陷波，则不能有输入隔直流电容 Ci。

3、F42N50 的输出 一般有毫伏级直流偏移，如果是交流信号陷波，可以在输出后简单加一个隔直流电容或高通滤波器来消除输出直流量。如果信号中包含直流分量，可以将输入隔直流电容 Ci 短路，在电路中适当地进行直流偏移校正，甚至可以在 AD 转换之后进行直流数字校正。另外，反相型模块的直流偏移一致性好于同相型。

4、图 10) 是单电源滤波器电路。其中  $VCC/2$  是单电源的低阻抗信号地，可直接利用单电源电路中已经存在的单电源信号地，或用两个电阻分压后用一个放大器跟随输出得到低阻抗信号地；如果是交流信号，最低频率为  $fcH$ ，也可以用两个电阻 R 分压后用大电容 C 滤波得到低阻抗交流信号地，其低通截至频率  $fcL$  满足： $fcL=0.159/(\pi \cdot R \cdot C) \ll fcH$ ，例如  $fcL < fcH/10$ ，(单位：KHz, Kohm, nF)。

5、对于 Q 衰减模式或增益大于 1 的其他模式， $RG > 0$ ，可以在 RG 上并联一个电容 CG 形成一阶 RC 低通滤波器以抑制陷波器的输出放大器可能的高频震荡，其低通



截至频率为 $f_c=159/(RG*CG)$ ，如 $RG=82K$ ,  $CG=220nF$  ,  $f_c=8.8KHz$ 。是否加 $CG$ , 用户自行决定。由于内部有个 $20K$ 的串联电阻，所以这里低通滤波不很理想。

6、F42N50RRB 是输入输出可以接近满幅度，主要用于 $1.8-5V$ 以内的电池供电环境（单节锂电电压一般在 $2.6-4.2V$ ），正负电源电位差不能大于 $5.5V$ 。

## 6.2 电路参数设计：

### 6.2.1 同相型输入Q衰减陷波器 (F42N50xxx，后缀不带T)

该模式在保证最大动态范围的条件下使输入衰减电阻 $RA$ 和输出增益电阻 $RG$ 最小，从而，电阻引起热噪声最小。

令输入衰减： $A_i=1/Q$ ， $R_o=20K$ 【参考6.2.5节(1)-(2)式】 (8)

就可以抵消内部带通滤波增益而不至于进入饱和，这样的设计称为**输入Q衰减陷波器**。参数选择将(8)式代入6.2.5节(1)-(2)式简化得：

$$RQ=R_o/(2Q), RA \geq R_o(Q-1), Q \geq 1, A=1, RG=RA \quad (9)$$

表2 输入Q衰减陷波器典型设计速查表（电阻单位：Kohm，增益 $A=1$ ,  $Q \geq 1$ ）：

Q		1	2	5	10	20	30	40
Fc1	Hz	30.90	39.04	45.25	47.56	48.77	49.17	49.38
Fc2	Hz	80.90	64.04	55.25	52.56	51.27	50.84	50.63
RQ	KR	10	5	2	1	0.5	0.33	0.25
RA=RG	KR	0	20	82	180	390	580-620	780-820

输入Q衰减陷波器一般推荐增益为1，需要时也可以通过改变 $RG$ 在输出放大信号。参见(1)式。

### 6.2.2 同相型大输入衰减陷波器 (F42N50xxx，后缀不带T)

表3：同相型大输入衰减陷波器典型设计：

Q		1	2	5	10	20	30	40
Fc1	Hz	30.90	39.04	45.25	47.56	48.77	49.17	49.38
Fc2	Hz	80.90	64.04	55.25	52.56	51.27	50.84	50.63
RA=RG	K	1000						
RQ	K	20	6.58	2.2	1.04	0.508	0.336	0.251

上面的Q衰减模式实际上只是输入衰减 $A_i=1/Q$ 的一个特例。如不考虑电阻热噪声，输入衰减可以取任意大的值，而实际电阻存在热噪声，输入衰减电阻越大热噪声越大，而Q衰减模式使得模块在50Hz输入噪声输入动态范围达到最大且电阻热噪声最小。这种模式的一个缺点是如果想把Q值调大除了改变RQ外，RA、RG也必须同时变大。

在对大信号陷波的情况下，衰减引起的噪声一般可以忽略，因此，RA、RG电阻可以在200K-1M 内设置，这样调整Q值时就不需要改变RA, RG了，只需要改变RQ, 精确设置Q值需要通过（1）计算RQ。对比表2和表3可以看出，当衰减和增益电阻（RA, RG）为1M 时大于5时大输入衰减与Q衰减模式在相同Q值时RQ的差异很小，几乎不用改变。

### 6.2.3 同相型输入无衰减陷波器 (F42N50xxx，后缀不带T)

若输入50Hz噪声 $V_n < V_d/Q$ , 输入信号 $V_s < V_d/Q$ ,  $V_d$ 见表1，可以令 $R_A=0$ ，此时 $A_i=1$ , 即成为**输入无衰减陷波器**。参数计算由6.2.5节（1）-（2）式简化为：

$$RQ=R_o/(3Q-1), Q=(1+R_o/RQ)/3, A_n=Q, A=1+RG/R_o, RG=R_o(A-1) \quad (10)$$

由于将陷波器本身的输入电阻噪声降低到最低, 适合前置缓冲或前置放大后的微弱信号、小信号陷波, 同时还可以在输出时进行信号放大。典型设计如表4所示。

表4 给出了内部50Hz增益 $A_n$ , 即内部带通滤波器的增益, 以引起用户的注意。它影响模块的动态范围, 在任何情况下都要保证输入50Hz噪声 $V_n < V_d/Q$ , 在无法保证的情况下最好选用输入Q衰减模式或大输入衰减模式, 这个模式要慎用。陷波器的插入点主要由50Hz噪声的最大值、前置增益和陷波器的Q值共同决定, 应选择合适的插入点满足正常工作条件。

表4 输入无衰陷波器典型设计速查表（电阻单位: 千欧姆）:

Q	1/3	1	2	5	10	20	30	40
Fc1	15.14	30.90	39.04	45.25	47.56	48.77	49.17	49.38
Fc2	165.14	80.90	64.04	55.25	52.56	51.27	50.84	50.63
$A_n$	1	1	2	5	10	20	30	40
RQ	无限大	10.00	4.00	1.43	0.690	0.339	0.225	0.168
RG, RG, A	RA=0, RG=R <sub>o</sub> (A-1), A=1:RG=0, A=10:RG=180K							

一般情况下陷波器前最少有前置放大器,若电源为 $\pm 5V$ , 50Hz噪声 $V_n=0.5V_{pp}$ ,若前置放大器的增益=2, 陷波器紧跟前置放大器之后,则在这种模式下陷波器Q最大可设置为5,若前置增益=1,则Q值最大可达10。若要提高前置增益,要么减小陷波器的Q值,要么对前置放大器的输出进行衰减,要么采用Q衰减模式或大衰减模式、要么采用反相型模块。假定仪表放大器单位增益时噪声为2uV,图7)所示F42N50RLN/RLP在Q衰减模式下Q=10时的1KHz内噪声为20uV,对于输入信号在1V级别的大信号此噪声影响可以忽略,甚至对于mV级的信号也可以接受。

假定信号带宽为200Hz、前置放大器的输入噪声为0.4uV,增益为8,则输出噪声变为3.2uV,选择F42N50RLP无衰减模式,由图7)查得陷波器噪声为2uV,总噪声为 $((3.2^2+2^2)^{0.5}=3.77uV$ 。这时陷波器的噪声对于信号不构成显著影响。

#### 6.2.4 反相型陷波器 (F42N50xxxT, 后缀带T)

反相型F42N50陷波器参数计算式如下:

$$Q=1+0.5R_o/R_Q, \quad R_o=20K, \quad A=1, \quad R_A=0, \quad R_G=0, \quad (11')$$

$$R_Q=0.5R_o/(Q-1), \quad R_o=20K, \quad A=1, \quad R_A=0, \quad R_G=0, \quad (12')$$

$$A=1+R_G/R_o, \quad R_A=0, \quad (13')$$

式中, A——远离中心频率的增益。F42N50反相型陷波器设计和使用比较简单。反相型陷波器当 $R_A=0, R_G=0$ 时, (远离中心频率的)增益 $A=1$ , 不存在像同相型内部带通滤波器导致饱和的问题, 信号与50Hz噪声的动态范围相同且不受内部带通滤波器影响(即与Q值无关), 并且电路噪声比较低(大致与反相型无衰减模式相当), 但因为反相型的陷波深度靠高精度电阻决定而未经微调, 所以陷波深度一般比同相型略低, 由于50Hz受市电波动影响会在50Hz0.2Hz内变化。F42N50反相型的典型设计如表4所示:

表5 反相型陷波器典型设计速查表: (RA, RG, A为任意值的情况见(12)式)

Q		1	2	5	10	20	30	40
Fc1	Hz	30.90	39.04	45.25	47.56	48.77	49.17	49.38
Fc2	Hz	80.90	64.04	55.25	52.56	51.27	50.84	50.63
RQ	Kohm	无限大	10	2.5	1.11	0.526	0.345	0.256
RA, RG	Kohm	A=1: RA=RG=0      A>1: RA=0, RG=20*(A-1)						

另外, 把表2、表3、表5加以比较, 注意到, 当 $Q>5$ 时, 同相模块衰减模式用反相型模块代替后Q值变化不大, 但增益有所下降。对于增益为 $A=1$ 的同相衰

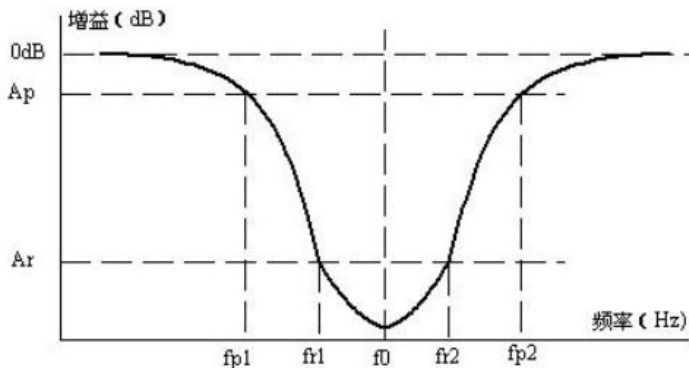
减模式(Q衰减或1M固定大衰减模式)，令 $R_A=R_G=0$ ，几乎不用改变 $R_Q$  反相型模块就可以替换同相型模块。

反相型模块(F42N50xxxT)设计简单、外围元件更少，噪声低、输入噪声范围大、带宽更宽，直流偏移一致性好。但在中心频率的陷波深度一般比同相模块小切反相输出。

理论上，增益为1 时反相型不需要 $R_A$ 、 $R_G$ ，但考虑兼容性 & 未来更改的可能性，设计上 $R_A$ 、 $R_G$ 会为电路参数的更改和模块替换留有余地，这样可以使两种模块都能适应，必要时可以用一种模块替换另一种模块，但需修改一下外围电阻。

### 6.2.5 F42N50设计关系式汇总：

本节内容不是必读的，可以越过去读下一节，如果上文的图表设计不能满足特殊要求，可通过本节的提供的计算公式进行计算。



#### 同相型：

$$Q = (1 + R_o/R_Q) / (2 + A_i), R_Q = R_o / [(2 + A_i)Q - 1], R_o = 20K \quad (1)$$

$$A_i = R_o / (R_o + R_A), A_{bp} = Q, V_n = A_i * V_{bp} = A_i * Q, V_n = A_n * V_{n\_in} \quad (2)$$

$$A = (R_G + R_o) / (R_A + R_o) = A_i * A_G, A_G = 1 + R_A/R_o \quad (3)$$

式中： $A_i$ ---输入衰减，输入端加衰减电阻 $R_A$ ，对输入信号进行了衰减，其目的是平衡内部带通滤波器对50Hz噪声的电压放大，使50Hz噪声在动态范围之内。

$V_{ni}$ ---输入50Hz噪声， $V_n$ ---内部带通滤波器的输出50Hz噪声。

#### 反相型：

$$Q = (1 + A_i + R_o / R_Q) / 2, \quad R_o = 20K \quad (11)$$

$$R_Q = R_o / (2Q - 1 - A_i), \quad A_i = R_o / (R_o + R_A) \quad (12)$$

$$A = [R_i / (R_i + R_A)] * (R_o + R_G) / R_o, \quad (13)$$

$$R_G = [A(1 + R_A / R_i) - 1] R_o \quad (13b)$$

$$\text{其中 } R_i = (R_o + R_o // R_Q) // R_o = R_o (R_o + 2R_Q) / (2R_o + 3R_Q)$$

上面 (11)、(12) 式当  $R_A > 0$  时略有误差，但能够满足实际应用，如  $Q=5, A=10$ , 算出  $R_Q=2.26K, R_G=2088K$ , 电路模拟测量出  $B=9.84Hz$ , 计算出实际  $Q=50/9.84=5.08$ 。实际上 50Hz 陷波器对  $Q$  值要求不是太严格。另外，F42N50 V2020.5.17 版中 (13) 式有误，在此修正。

以下同相、反相型通用：

$$f_{p1}, f_{p2} = f_o [\pm 1 / (2Q) + (1 + 1 / (4Q^2))^{0.5}] \quad (4)$$

$$f_{p1} * f_{p2} = f_o^2, \quad B_p = f_{p2} - f_{p1}, \quad f_{p1}, f_{p2} \text{ 对应的增益为 } A_p$$

$$\text{特殊的, 当 } A_p = -3dB \text{ 时, } f_{p1} = f_{c1}, f_{p2} = f_{c2}, \quad B = f_{c2} - f_{c1} = f_o / Q$$

$$B_r = f_{r2} - f_{r1}, \quad (f_{r1} * f_{r2} = f_o^2, \text{ 即 } f_{r1}, f_{r2} \text{ 关于 } f_o \text{ 几何对称}) \quad (5)$$

$$A_r = -10 * \log[1 + (B / B_x)^2] \quad dB \quad (6)$$

$$\text{当 } B / B_r \gg 1 \text{ 时 } A_r = -20 * \log(B / B_r) \quad dB$$

$$Q_n = Q * [2^{(1/n)} - 1]^{0.5} = K_n * Q \quad (7)$$

(5) 式中  $B_r$ ——中心频率的波动带宽,  $A_r$ ——陷波器  $f_o$  波动带宽为  $B_r$  的临界衰减(最小衰减)。(6) 式可以方便计算陷波器中心频率波动为  $B_r$  时的临界衰减, 比如  $Q=5, f_o=50 \pm 0.2Hz, B=f_o/Q=10, B_r=0.4Hz, A_r=-20 * \log(10/0.4)=-28 \text{ dB}$ 。

(6) 式还可以计算任意几何频率对的衰减  $A_p$ , 例如 计算出  $Q=5$  时在通带 25Hz 的衰减,  $f_{p1}=25, f_{p2}=50^2/25=100, B_p=100-25=75,$   
 $A_p=-10 * \log[1 + (10/75)^2]=-0.765dB$ , 注意, 当  $A_p=0.707$  时带宽  $B_p=f_{p2}-f_{p1}$  定义为 -3dB 底宽  $B$ 。  $f_{p1}-f_{r1}, f_{r2}-f_{p2}$  的频段为过度频带。

(7) 式中  $Q_n$ —— $n$  节陷波器串联后的总  $Q$  值,  $Q$ ——每个节的  $Q$  值,  $n=2$  时  $K_2=0.644$ , 即两节陷波器串联后总  $Q$  值是单节陷陷波器  $Q$  的 64.4%。

## 6.3 直流陷波器：

如对直流信号进行陷波以消除 50H 频干扰，应调整输入信号的参考地与陷波器

的参考地一致，将输入隔直流电容  $C_i$  短路以直接耦合输入，构成直流信号陷波器。

#### 6.4 输入高通滤波(视需要设置)：

对于同相型输入衰减陷波器，输入端总电阻  $R_i = 20K + R_A$ ，在输入端串联一个输入电容  $C_i$  可以构成一阶 RC 高通滤波器，其截止频率：

$$f_c = 1 / (2 * \pi * R_i * C_i) = 159 / (R_i\_Kohm * C_i\_uF)$$

$$Q=5 \text{ 时 } R_A=80K, R_i=100K, f_c=1.59 / C_i\_uF \text{ Hz}$$

对于同相型输入无衰减陷波器和反相型陷波器，如在输入端串联一个输入电容  $C_i$  可以构成一阶 RC 高通滤波器，其截止频率：

$$f_c = 7.95 / C_i\_uF \text{ Hz}, \quad (\text{例如 当 } C_i=10uF \text{ 时 } f_c=0.795Hz)$$

#### 6.5 关于陷波深度对市电噪声抑制效果的影响：

陷波深度指 50Hz 这个频率点上的衰减，理想值是 0 即负无限大 dB，受元件非理想性影响实际上陷波深度一般不超过 -60dB。理论上陷波深度越大越好，实际上没有必要追求过高的陷波深度，原因是 50Hz 噪声受市电波动影响会在  $50 \pm 0.2\text{Hz}$  内变化而不是固定在 50Hz 这个频率点，所以除了特殊情况外建议把该频率范围的最小衰减作为抑制 50Hz 噪声的目标。若实际陷波器有 -40dB 的陷波深度，在  $50 \pm 0.1\text{Hz}$  这两个频率点上的衰减度比理想陷波器在该点上的衰减仅仅少了 0.87dB，基本没有差异，因此陷波深度在 -40dB 以上就可以满足工程使用。反相型的陷波深度靠高精度电阻决定而未经微调，所以陷波深度一般比同相型略低但也在 -40dB 以上，所以陷波效果基本没有差异。

#### 6.6 三电阻交直流转换电路：

如果希望把正负  $\pm 5V$  输出转换成 0-3.3V 以便于送单片机 AD 转换，可用三个等值电阻即可完成，电阻  $R_1$  一端接  $\pm 5V$  信号，另一端与电阻  $R_2$ 、 $R_3$  的一端连接作为 0-3.3V 输出端， $R_2$  另一端接 +5V 电源， $R_3$  另一端接电源地 GND，对于对称双电源，电源地与信号地 SGND 重合，3.3V 输出之后再通过一个跟随器输出。

### 7. 测试：

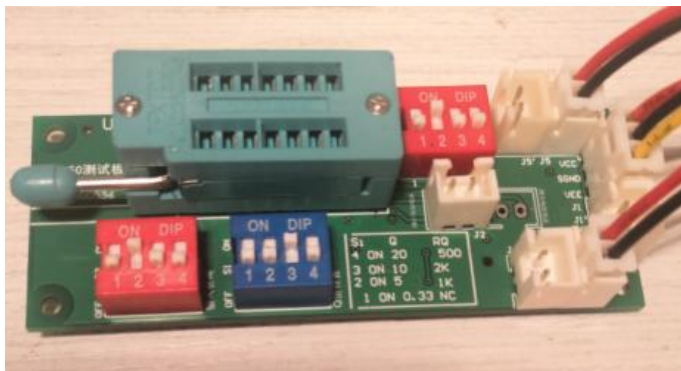


图11) F42N50 测试板

图11) 为F42N50测试板，配合信号源、示波器、直流电源可方便构建测试电路，可试验单/双电源、单/双极性输入、单/双极性输出陷波器，可测试陷波器各项参数，可以作为批量进货检验之用，可以直接测试同相型Q衰减模式、无衰减模式陷波器，及反相型陷波器。可设置Q值为5、10、20等情况。测试板可在淘宝网下单购买，测试板使用详情见《50Hz工频陷波器F42N50®测试板V2.0》



图 12) F42N50 Q=5 的频率特性

图 12) 是用信号源扫频，用示波器显示的 F42N50 Q=5 的频率特性，左边平缓右边陡，对数幅频特性不对称，且当 Q=10 时中心频率的右边出现上冲波动，Q 越大上冲越大，这是这种简易测试方法导致的现象，因为这是巴特奥沃斯陷器，

理论上对数幅频特性是对称的，且没有上冲与波动。

8. **包装：**模块尺寸：包括 5mm 引脚为长宽高 19.6x6x15, 模块重量 1.9-2.1g。  
包装：管装，10 只/管，管尺寸：220x17x9，每管重量：27-30g。

#### 更新说明：

V21.11.13 版本在 V2020.5.17 基础上做了如下删减：

1) 删除了直流偏移，此直流分量并不影响陷波特特性曲线，它不属于温度漂移，可以通过电路补偿加以校正或通过软件校正加以消除。如果是交流滤波，可以通过隔直流电容加以消除消除。

2) 删除了相位特性曲线和群时延曲线，这些特性几乎很少关注。

3) 删除了实测数据表，新的调试比之前的调试精度有所提高。

4) 增加了淘宝订货网址和技术咨询及线下订货联系电。

5) 增加了三电阻交直流转换电路一节。

6) 关于陷波深度对市电噪声抑制效果的影响

7) 之前的版本中反相型增益 A、及增益电阻  $R_G$  的计算公式 (11)、(12) 式错误，该版本进行了更正。

8) 细节更改 P1、P4、P11、P13。

9) 增加了页眉商标。

未经本人同意，读者不得向网络公开发表本文档，原因有二，



1) 文档的内容经常更新, 2) 文档未经严格审核, 难免出现错误, 文档一旦更新, 很难联系上随便发表文档的人而无法更新。