

自跟踪陷波器*

徐德炳

(北京航空航天大学, 北京)

摘要 本文提出一种自动调谐陷波器, 其陷波中心频率自动跟踪市电频率或某一外加干扰频率, 以抑制其干扰。陷波器的谐振电路由 LC 组成, 而电感 L 是用普遍阻抗转换器 (GIC) 来实现, GIC 的端接电阻为压控 MOS 管电阻, 因此可以用一电压控制此电阻以改变电感值, 进而控制陷波频率。这种陷波电路可用于抑制市电频率的干扰噪声并防止测量或数据采集系统中前置放大器的饱和。实验结果表明在频率从 45—55Hz, 其陷波频率跟踪精度优于 0.5Hz, 而陷波深度(串模抑制比)为 30—40dB。

关键词 陷波器, 自跟踪滤波器, 有源滤波器, 带阻滤波器

一、引言

在许多低电平仪器放大器或数据采集系统中, 有用的频率从直流到几千赫。而市电 50Hz 的频率正好落在此范围内。可能出现两个问题, 首先市电干扰频率 f_{LP} 在某些电压不稳地区是变化的, 如果用陷波频率固定的陷波器往往不能很好的抑制这一干扰电压。其次由于在低电平的应用中, 前置放大器也可能因干扰电压过大而导致放大器过载饱和, 不能正常放大。在文献[1],[2]中提供了一些自适应消除噪声的方法, 都是在信号采集并数字化以后, 用数字滤波的方法抑制干扰, 虽然可以解决上述的第一个问题, 但仍不能解决干扰电压引起放大器的过载饱和问题。

本文提出的陷波频率自动跟踪陷波器用模拟信号处理的方法解决了上述的两个问题。这种陷波器的陷波中心频率 f_{P1} 可以自动跟踪市电频率 f_{LP} 或某一外加干扰频率的变化, 因此能很好的抑制这种干扰, 另外此陷波器可以与前置放大器或仪器放大器结合在一起, 使干扰电压不致引起放大器过载。

二、自动跟踪陷波器工作原理

图 1 是自动跟踪陷波器的方框原理图。它由两部分构成。第一部分是陷波中心频率可调的陷波器, 它用普遍阻抗转换器 (GIC) 作为陷波器的等效电感元件, 阻抗转换器的端接电阻又是由压控 MOS 电阻^[3]构成, 当控制电压 V_c 改变时, 引起 MOS 电阻发生变化, 因而改变 GIC 的电感量, 结果达到了改变陷波器陷波中心频率 f_{P1} 的目的。第二部

* 1987年12月21日收到, 1988年6月24日修改定稿。

分是跟踪市电或其它干扰频率 f_{LP} 而形成控制电压 V_6 的电路，这是一种反馈式频率跟踪电路，它类似于锁相环频率跟踪电路。所不同的是：在反馈回路中采用了中心频率受控的带通滤波器，利用输出的电压 V_6 改变 MOS 压控电阻，改变 GIC 电感，从而改变带通滤波器的中心频率 f_{P2} ，使 f_{P2} 始终跟踪 f_{LP} 。由于陷波器和带通滤波器所用的 MOS 压控电阻和 GIC 电感均为相同的电路，其谐振 LC 回路的参数相同，保证 $f_{P1} = f_{P2}$ 。最终保证陷波频率 f_{P1} 跟踪市电频率 f_{LP} ，实现自动跟踪陷波的要求。

图 1 中 V_{LP} 为市电频率控制电压。 V_5 是含有市电干扰的信号电压。 V_6 是滤去市电干扰和无用的高频分量后所需要的输出电压。应该说明一点，在陷波器抑制市电 50Hz 干扰时，同时也抑制了这一频段的有用信号，但是陷波器的抑制频带较窄，为了抑制干扰而付出这一点牺牲，一般情况下还是可以接受的。

图 1 中各个环节电路所起的作用在图中已经注明，故不重复。在以后各节将比较详细地介绍各个环节的电路。

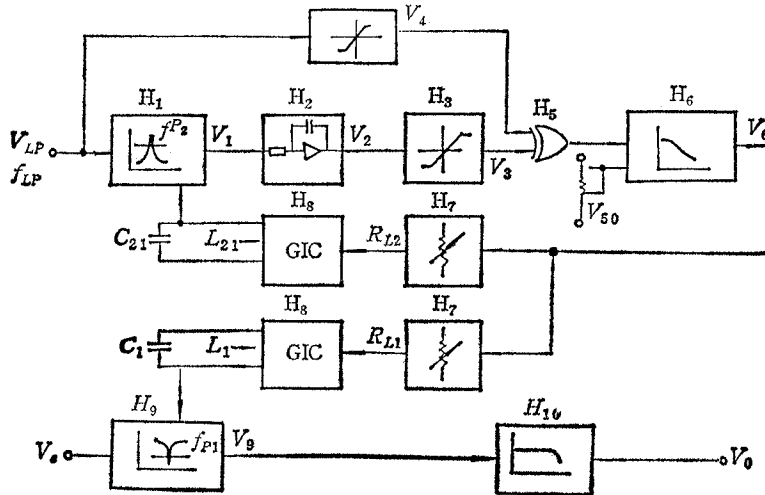


图 1 自动跟踪陷波器方框原理图

H_1 ——可控中心频率带通滤波器， H_2 ——积分器， H_3 ——限幅放大器 H_4 ——限幅放大器， H_5 ——异或门，相位比较器， H_6 ——低通滤波器， H_7 ——MOS 压控电阻， H_8 ——等效电感 GLC， H_9 ——可控陷波频率陷波器， H_{10} ——低通滤波器

三、可控陷波频率 f_{P1} 的陷波器

这部分电路参看图 2。

1. LC 陷波器

从图 2 可知：此陷波器的谐振电路由 C_1, L_1, R_0 构成， R_0 代表谐振电路的损耗。可变电感 L_1 由 GIC 等效电感实现。现对电路进行简单分析。陷波器的输出电压 V_0 为：

$$V_0 = -\alpha V_b + \beta(1 + \alpha)V_i \tag{1}$$

式中 V_b 为运放 A_1 的输出电压， V_i 为输入信号电压

$$\alpha = \frac{R_5}{R_4}, \quad \beta = \frac{R_7}{R_6 + R_7}$$

而

$$V_b = \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{S^2 + \frac{1}{R_0 C_1} S + \frac{1}{L_1 C_1}}{S^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_0 C_1} \right) S + \frac{1}{L_1 C_1}} \right] V_s \quad (2)$$

故

$$V_o = (\beta + \alpha\beta - \alpha)V_s - \alpha \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{S^2 + \frac{1}{R_0 C_1} S + \frac{1}{L_1 C_1}}{S^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_0 C_1} \right) S + \frac{1}{L_1 C_1}} V_s \quad (3)$$

令 $\beta + \alpha\beta - \alpha = 0$, 即 $\beta = \frac{\alpha}{1 + \alpha}$, 于是

$$H_o(S) = \frac{V_o}{V_s} = -\alpha \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{S^2 + \frac{1}{R_0 C_1} S + \frac{1}{L_1 C_1}}{S^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_0 C_1} \right) S + \frac{1}{L_1 C_1}} \quad (4)$$

再设 $\frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{\alpha}$, 则

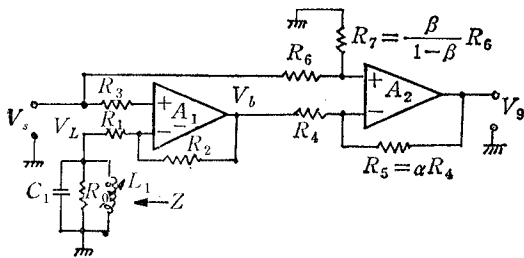


图2 LC 陷波(或带阻)滤波器

$$H_o(S) = - \frac{S^2 + \frac{1}{R_0 C_1} S + \frac{1}{L_1 C_1}}{S^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_0 C_1} \right) S + \frac{1}{L_1 C_1}} = K \frac{S^2 + \frac{\omega_{P1}}{Q_{z1}} S + \omega_{P1}^2}{S^2 + \frac{\omega_{P1}}{Q_{P1}} S + \omega_{P1}^2} \quad (5)$$

(5)式是一个典型的二阶陷波(带阻)滤波器的传递函数, 其中,

$$\left. \begin{aligned} \omega_{P1} &= \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} & \text{或} & & f_{P1} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \\ Q_{P1} &= R_{01} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}}, & R_{01} &= & \frac{R_0 \cdot R_1}{R_0 + R_1} \\ Q_{z1} &= R_0 \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \\ K &= -1 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

上式中 ω_{P1} 或 f_1 是陷波器的陷波角频率或频率; Q_{P1} 是传递函数极点的品质因素; Q_{z1} 是传递函数的零点的品质因素; K 是传递系数。其幅频和相频特性如图 3 所示, 此陷波

器的陷波深度 D 为

$$D = \frac{Q_{P1}}{Q_{Z1}} = \frac{R_1}{R_1 + R_0} \quad (7)$$

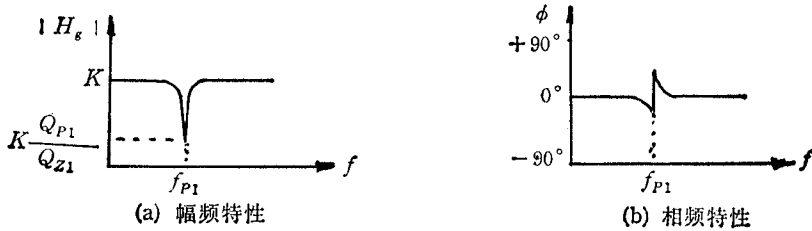


图3 二阶陷波器的频率响应

从(7)式可知, L_1, C_1 的损耗愈小, 则 R_0 愈大, 其 D 愈小, 陷波频率处的衰减愈大, 陷波效果愈佳.

2. GIC 等效电感^[4]

GIC 等效电感如图 4 所示.

其电感值 L_1 等于

$$L_1 = C_2 R_{11} \frac{R_{13}}{R_{12}} \cdot R_{L1} \quad (8)$$

其 q_L 值为

$$q_L = \frac{1}{\left[\left(\frac{\omega}{\omega_{t3}} \right) + \left(\frac{R_{13}}{R_{12}} \right) \left(\frac{\omega}{\omega_{t4}} \right) \right] \left(1 - \frac{R_{12}}{R_{13}} \right)} \quad (9)$$

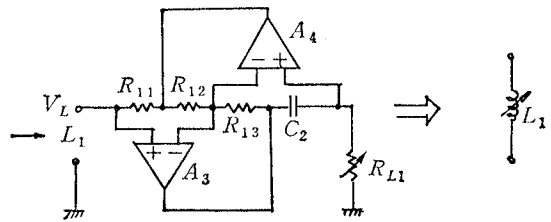


图4 GIC 等效电感

式中 ω_{t3}, ω_{t4} 是运放 A_3, A_4 的增益带宽的乘积. 当 $R_{12} = R_{13}$ 时 q_L 为无限大, 于是

$$L_1 = C_2 R_{11} R_{L1} \quad (10)$$

注意 R_{L1} 是可变的, 它由 MOS 场效应管压控电阻构成.

3. MOS 场效应管压控电阻^[3]

在文献[3]中提出利用 MOS 场效应管可以作为压控电阻. 具体电路如图 5 所示. 图

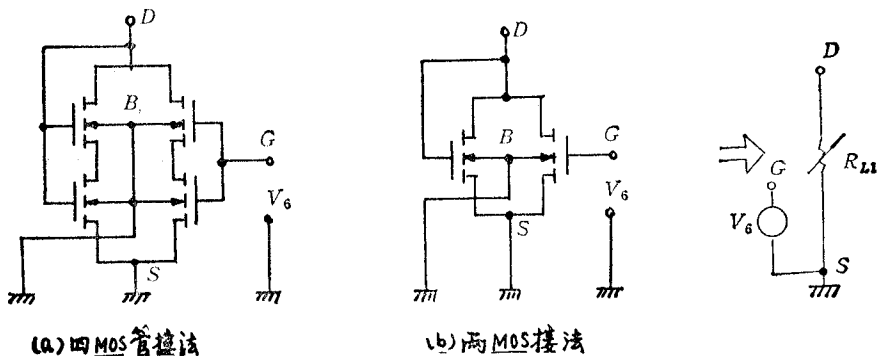


图5 增强型 MOS 场效应管压控电阻

5(a) 是一种四个 MOS 管接法,图 5(b) 为两管接法,等效电路如图 5(c) 所示。控制电压 V_G 加到 G 端, D 和 S 之间即为压控可变电阻 R_{L1} ,它等于

$$R_{L1} = \frac{1}{k(V_G - 2V_T)} \quad (11)$$

式中 $k = C_0 \mu \frac{W}{L}$,而 C_0 为场效应管的栅极氧化层电容, μ 为沟道载流子有效迁移率, W 为沟道宽度, L 为沟道长度, V_T 为阈值电压。

4. 完整的压控陷波频率的陷波器

图 6 是一个完整的压控陷波器的原理电路图。

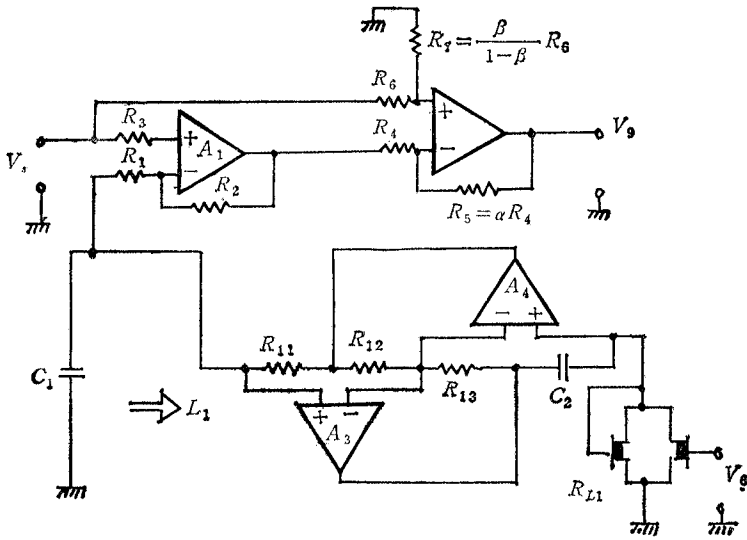


图 6 压控陷波频率 f_{P1} 的陷波器完整电路

将(11)式代入(10)式,再代入(6)式可得

$$\omega_{P1} = \sqrt{\frac{k(V_G - 2V_T)}{C_1 C_2 R_{11}}} \quad (12)$$

从上式可知,陷波器的陷波角频率 ω_{P1} (以下简称陷波频率)受 V_G 的控制, V_G 增大, ω_{P1} 增高,反之亦然。

四、频率跟踪及控制电压 V_G 的形成电路

根据图 1 的方框图,前面已经指出控制电压 V_G 是由频率跟踪电路所产生,它的工作原理与锁相环频率跟踪电路相似。但是为了能产生符合陷波器所要求的控制电压,即满足(12)式要求的控制电压 V_G ,采用了压控中心频率 f_{P2} 的带通滤波器作为反馈回路,而不是采用压控振荡器 VCO。 V_G 同时控制陷波器 H_1 的陷波频率 ω_{P1} 和带通滤波器 H_1 的中心频率 ω_{P2} ,由于所用的电路参数相同,使得 $\omega_{P1} = \omega_{P2}$ 。当 ω_{P2} 跟踪市电干扰频率 ω_{LP} 而变化时,陷波器的陷波频率 ω_{P1} 也就跟踪 ω_{LP} 而改变,以保证对市电干扰的抑

制。

因为二阶压控中心频率带通滤波器 H_1 (参看图 1) 在中心频率处的相移为零, 为了进行相位比较, 在其后接入了积分器 H_2 构成 90° 的相移器作为补偿。 H_2 输出电压经 H_3 限幅后与市电干扰电压 V_{LP} 经 H_4 限幅后, 输至异或门 H_5 作相位比较或相位检测。相位比较后的电压, 再用低通滤波器 H_6 滤去不必要的高频分量, 最后产生所要求的控制电压 V_c 。

压控中心频率带通滤波器的具体电路如图 7 所示, 它和图 6 极为相似, 其差别仅仅在

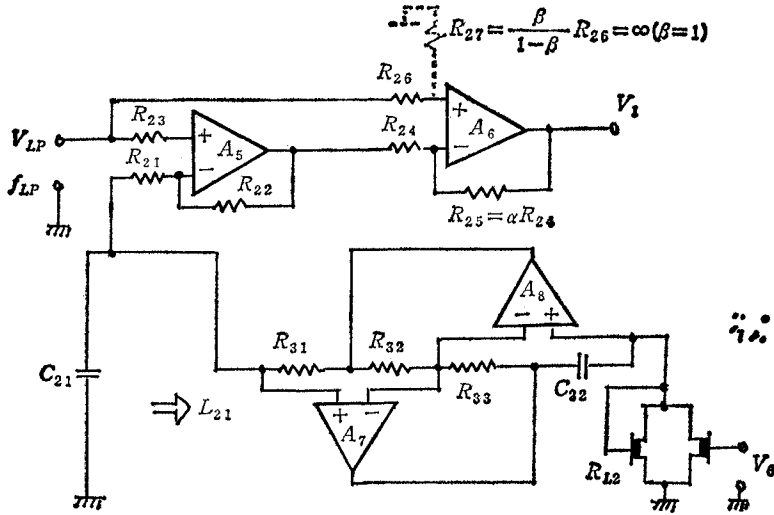


图 7 压控中心频率 ω_{P2} 带通滤波器

于差分输出放大器处少了一电阻 R_{27} , 即相当于(3)式中的 $\beta = 1$, $R_{27} = \infty$ 。根据(3)式, 代入各对应的电路元件号, 可得

$$H_1(S) = \frac{V_1}{V_{LP}} = 1 - \alpha \frac{R_{22}}{R_{11}} \cdot \frac{S^2 + \frac{1}{R_0 C_{21}} S + \frac{1}{L_{21} C_{21}}}{S^2 + \left(\frac{1}{R_{21} C_{21}} + \frac{1}{R_0 C_{21}} \right) S + \frac{1}{L_{21} C_{21}}}$$

如果 $\frac{R_{22}}{R_{11}} = \frac{1}{\alpha}$, 则

$$H_1(S) = \frac{\frac{1}{R_{21} C_{21}} S}{S^2 + \left(\frac{1}{R_{21} C_{21}} + \frac{1}{R_0 C_{21}} \right) S + \frac{1}{L_{21} C_{21}}} = \frac{\frac{1}{R_{21} C_{21}} S}{S^2 + \frac{\omega_{P2}}{Q_{P2}} S + \omega_{P2}^2} \quad (13)$$

(13)式是一个典型的二阶带通滤波器的传递函数,其中心频率 ω_{p2} 和品质因素 Q_{p2} 分别为

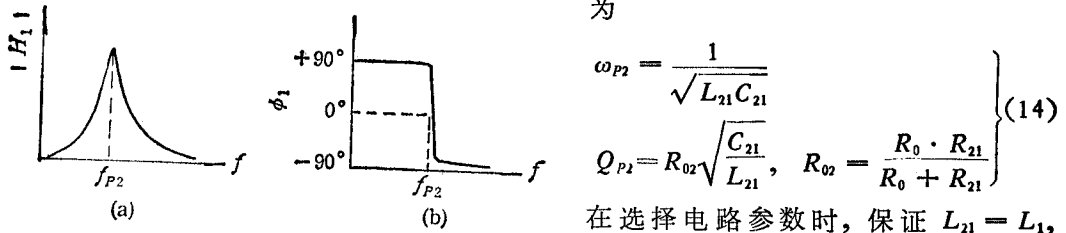


图 8 带通滤波器的频率响应

$$\left. \begin{aligned} \omega_{p2} &= \frac{1}{\sqrt{L_{21}C_{21}}} \\ Q_{p2} &= R_{02}\sqrt{\frac{C_{21}}{L_{21}}}, \quad R_{02} = \frac{R_0 \cdot R_{21}}{R_0 + R_{21}} \end{aligned} \right\} (14)$$

在选择电路参数时, 保证 $L_{21} = L_1$, $C_{21} = C_2$, $C_{31} = C_{11}$, $R_{L2} = R_{L1}$, $C_{22} = C_2$, $R_{21} = R_1$, $R_{32} = R_{12}$, $R_{33} = R_{13}$, $R_{22} = R_2$,

结果可以保证 $\omega_{p1} = \omega_{p2}$. 此带通滤波器的相频特性为:

$$\phi_1(\omega) = 90^\circ - \text{tg}^{-1} \frac{\omega_{p2} \cdot \omega / Q_{p2}}{\omega_{p2}^2 - \omega^2} \quad (15)$$

其幅频和相频特性如图 8 所示.

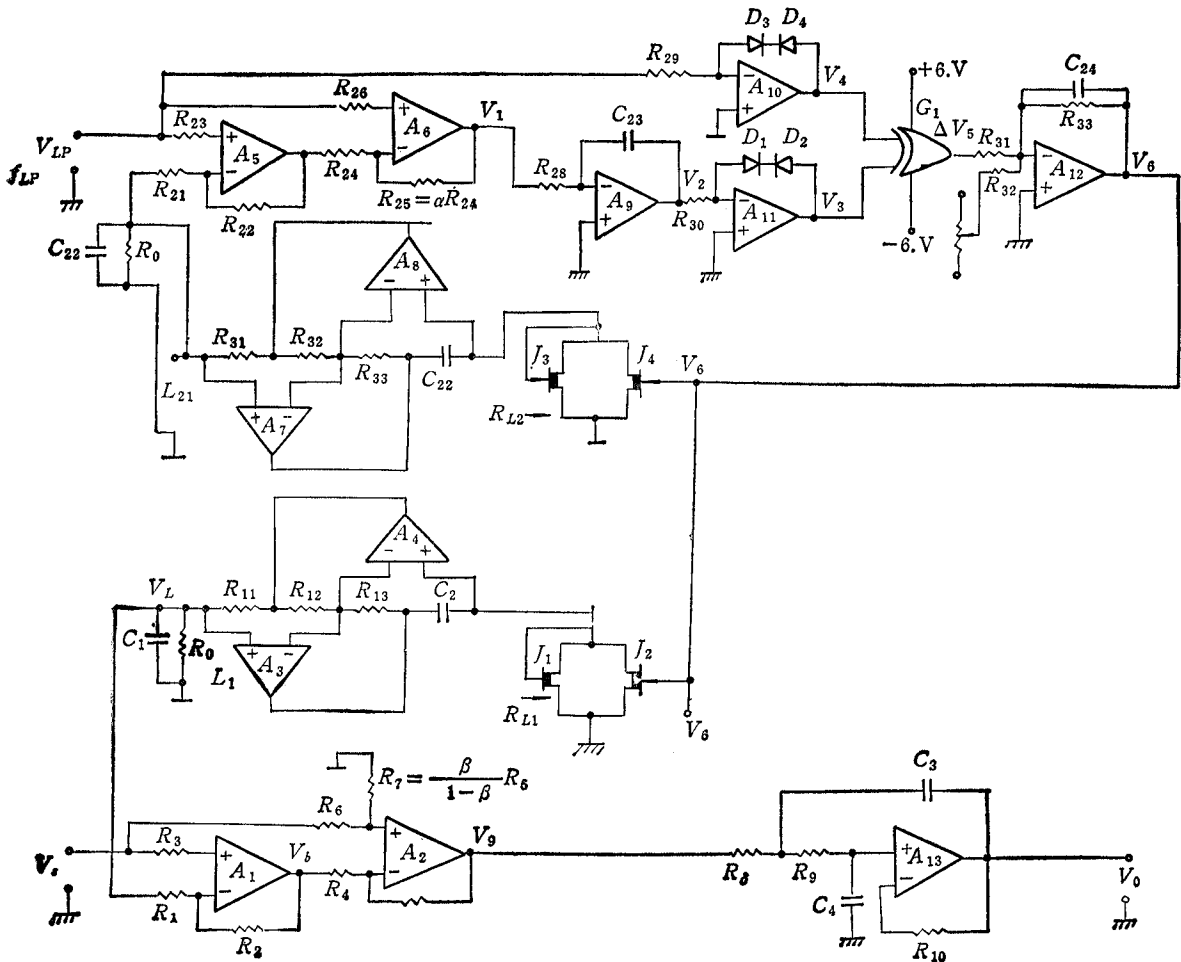


图 9 陷波器全部电路图

五、电路的实现与实验结果

全部电路如图 9 所示。此电路经实际组装后对其各种特性进行了测试, 图 10 至图 12 均为实测结果。图 10 为陷波频率 f_{p1} 跟踪控制频率 f_{LP} 的关系曲线, f_{LP} 从 45—55 Hz 的范围内均能很好地跟踪, 跟踪的误差不大于 0.5 Hz, 陷波频率 f_{p1} 与控制频率不能完全一致的原因是 MOS 压控电阻的特性不完全一致。图 11 是 f_{LP} 分别为 45.0 Hz, 50.0 Hz 和 59.0 Hz 时陷波器的幅频特性。图 12 是陷波低通滤波器的幅频特性。以上实验结果表明这种自动跟踪陷波电路达到了预期的要求。在 45—59 Hz 的范围内陷波器的衰减为 30—40 dB。

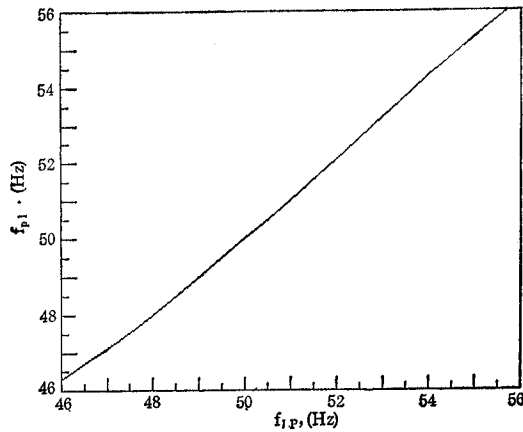


图 10 陷波器频率 f_{p1} 与控制频率 f_{LP} 的关系曲线

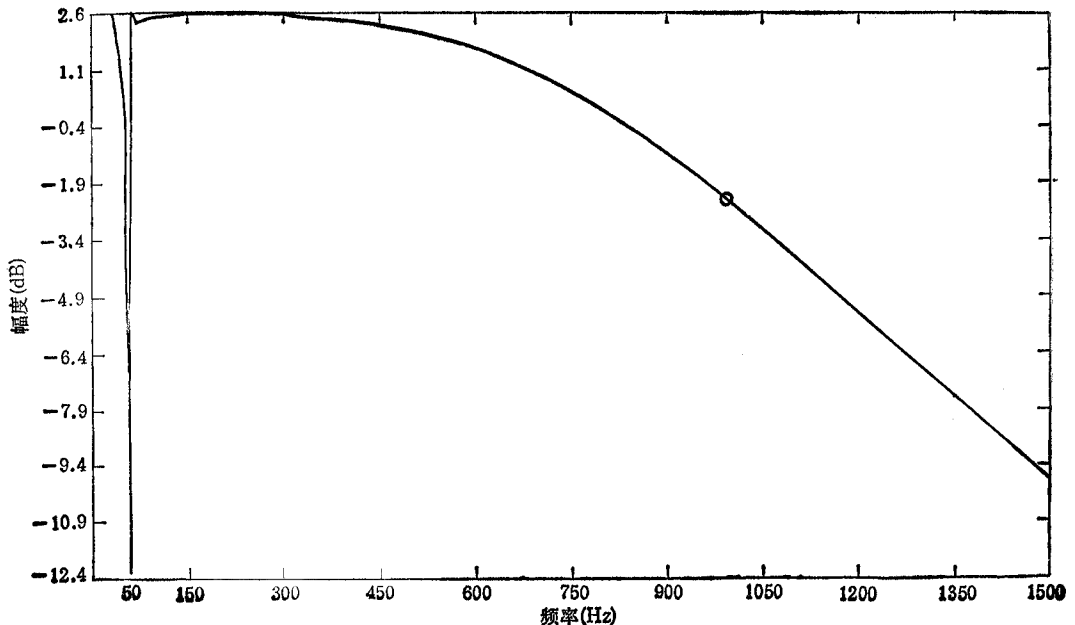


图 11 跟踪陷波器的频率响应

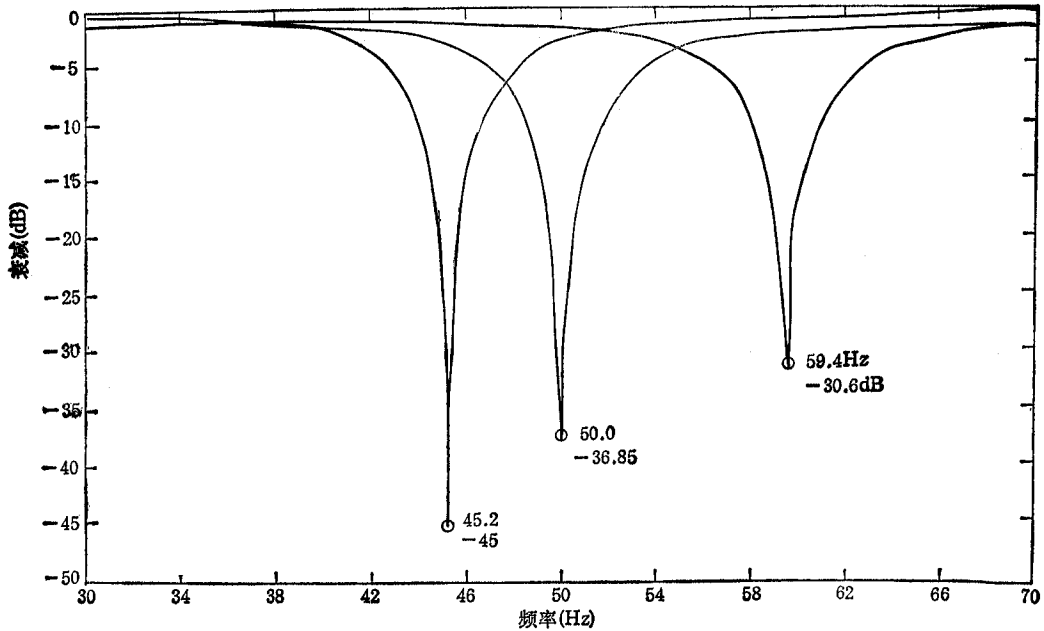


图 12 陷波低通滤波器幅频特性

六、结 束 语

本文所提出的陷波频率自动跟踪陷波滤波器,可以自动跟踪控制频率(市电干扰或其它的外部信号)的变化而改变其陷波频率以抑制其干扰。它可用于低电平数据采集或某些需要抑制干扰的前置放大器中。

频率跟踪的范围主要取决于 MOS 压控电阻的范围,而频率跟踪的精度则取决于两组压控电阻特性的一致性。

这种电路特别适合于低频电路。可以只用一个频率跟踪和控制电压形成电路去同时控制多个陷波器。此外,它不仅可以控制陷波器,还可以控制低通,带通以及高通滤波器的截止频率或中心频率。

参 考 文 献

- [1] B. Widrow, et al, *Proc. IEEE*, 63(1975) 12, 1692—1716.
- [2] P. B. Brown, L. Malhatra. *IEEE Trans. on BME*, BME-25(1978)4, 392—397
- [3] H. S. Han, Song B. Park, *Proc. IEEE*, 72(1984) 11, 1655—1657.
- [4] K. Martin, A. S. Sedra, *IEEE Trans. on CAS*, CAS-24(1977)9, 495—503.

AUTOMATIC TUNING LOW-PASS NOTCH FILTER

Xu Debing

(Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing)

Abstract An automatic tuning low frequency LC low-pass notch filter is developed. The generalized immittance converter (GIC) is used as a tunable inductor. The notch frequency of the filter can track the control frequency (the frequency of power supply or interference voltage) automatically. This filter can be used to eliminate the power supply noise and to prevent the preamplifier of measurement or data acquisition system from saturating caused by the power supply interference. Experimental results show that the frequency tracking error is less than 0.5Hz in the range from 45Hz to 55Hz, and the notch depth of the filter, i.e. series mode rejection ratio, is 30—40 dB.

Key words: Notch; Automatic tuning filter; Active filter; Band-reject filter