

# 模拟电感的多频率音调电路的分析与设计

张国华

(中国科学院声学研究所东海研究站)

## 一、前言

多频音调控制器已广泛应用于高质量的声频设备中, 它以其可调任一频率点, 控制作用明显, 受控频率响应变化范围较宽的优点, 在修饰音乐节目的音色、均衡录放音系统、消除唱机放唱时的转盘隆声、复制磁带时降低磁带噪声、唱片制版时弥补原先录音中的缺憾、展览某些音箱的低频响应、在话筒扩声会场用以衰减引起正反馈的频率分量等方面, 都得到了应用。

本文中的音调电路(包括电感)全部用运算放大器。文中算出这种音调电路的增益表达式与幅频特性表达式; 算出运算放大器电路模拟电感; 给出电路的设计方法; 提出该电路集成化的设想。

与GEQ(图示均衡器)相比, 这种电路具有电压增益为任意值, 并可免于使用带中心固定抽头的特殊电位器作为控制元件。

## 二、电路的工作原理与增益

理想运算放大器可以用“零子”与“任意子”来表示。目前, 实际运算放大器的性能日益趋近于理想。

用若干组LC串联谐振回路与电位器, 同运算放大器、衰减电阻与反馈电阻一起构成的多频率音调控制电路, 其性能仅取决于外部反馈网络的特性而与运算放大器本身无关, 这样的特点可使该音调电路的设计变得

简单。

在图1的电原理图中, LC串联谐振电路对频率 $f_0$ 谐振, 当电位器的滑臂移到运放的反相端“-”时, 由于LC支路对 $f_0$ 附近频率呈现的阻抗最小, 这阻抗 $Z_0$ 与反馈电阻 $R_f$ 并联, 电路的增益最高,  $f_0$ 得以提升。若滑臂移到同相端“+”时, 阻抗 $Z_0$ 与衰减电阻 $R_f'$ 并联, 使 $f_0$ 频率信号获得的输入电压最低, 因此 $f_0$ 被衰减。当 $R_f = R_f'$ ,  $R_f = R_f'$ 时, 电路的直流增益为0dB。这是运算放大器多频率音调控制器中每一个欲调节频率回路的工作原理。

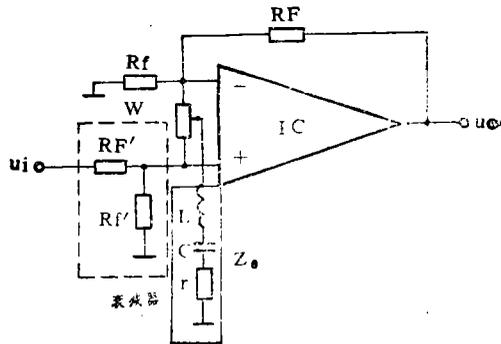


图1 电路工作原理

根据戴维南等效电路原理, 先将图1虚线框内的输入电压 $u_i$ 经过衰减器后所等效的电压 $u_i'$ 与内阻 $R_p$ 画入图2的虚线框内, 再将其余与运放在内的电路等效成图2形式,

$$\text{图中 } u_i' = \frac{R_f'}{R_f' + R_f} u_i,$$

$$R_p = R_f' \parallel R_f = \frac{R_f' \cdot R_f}{R_f' + R_f},$$

图2与下式中 $u_+$ 、 $u_-$ 分别为运放同相与反相端电位；

$u_i'$ 、 $u_o$ 为等效电路的输入、输出电压；

$u_x$ 为 $x$ 点的参考电位；

$W_1 + W_2 = W$ ；

$Z$ 是 $LC$ 谐振回路的阻抗， $Z = x_L + x_C + r$ 。

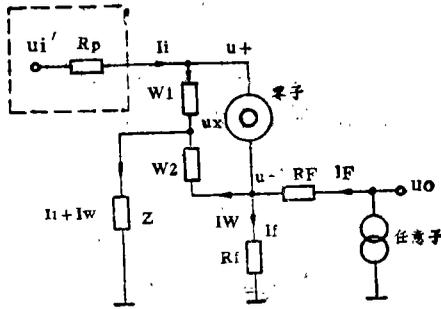


图2 电路等效原理

对于图2,根据克希霍夫节点定律与欧姆定律,列出下述方程组:

$$\begin{cases} I_F = \frac{u_o - u_-}{R_F} \\ I_f = \frac{u_-}{R_f} \\ I_w = \frac{u_- - u_x}{W_2} \\ I_i + I_w = \frac{u_x}{Z} \\ I_i = \frac{u_i' - u_+}{R_p} \\ I_i = \frac{u_+ - u_x}{W_1} \\ I_F = I_f + I_w \\ u_+ = u_- \end{cases}$$

可以解出电路的增益:

$$K(j\omega) = \frac{u_o}{u_i} = \frac{ZW + W_1(W_2 + R_p)}{ZW + W_2(W_1 + R_p)} \cdot \frac{R_f \parallel R_F}{R_p} \quad (1)$$

当电位器滑臂置于中间时,则 $W_1 = W_2 = \frac{1}{2}W$ ,那么由上式得 $K(j\omega) = 1$ ,说明此时对于任何频率该电路增益均为0dB。(1)式也表明音调电位器应选用直线(X)型的。

### 三、音调电路的幅频特性

当电位器滑臂移到运放的反相端(一)时, $W_2 = 0$ , $W_1 = W$ ,电路最大提升时的增益 $K_R(j\omega)$ 据式(1)就有:

$$K_R(j\omega) = \frac{Z + R_p}{Z} = 1 + \frac{R_p}{Z} \quad (2)$$

写出传递函数为:

$$K_R(j\omega) = 1 + \frac{R_p C j\omega}{1 - LC\omega^2 + rCj\omega} \quad (3)$$

在 $\omega = \omega_0$ 处,由于

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \text{ 所以据式(3)可得:}$$

$$\text{增益 } G = K_R(\omega_0) = 1 + \frac{R_p}{r}$$

$$\text{即 } R_p = (G - 1)r \quad (4)$$

在谐振回路中,  $Q = \frac{1}{2\pi f_0 r C}$  所以式(3)中

$$rCj\omega = 2\pi f r C j = \frac{1}{f_0} \cdot 2\pi f_0 r C j f = \frac{1}{Q} \frac{f}{f_0} j$$

$$R_p C j\omega = (G - 1)rCj\omega = \frac{G - 1}{Q} \frac{f}{f_0} j$$

于是,最大提升时电路增益可用幅频特性表达式来表示:

$$K_R(jf) = 1 + \frac{\frac{1}{Q} (G - 1) \frac{f}{f_0} j}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + \frac{1}{Q} \frac{f}{f_0} j} \quad (5)$$

各频率点的模经计算

$$|K_R(f)| = \left\{ \frac{\left[1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{G - 1}{Q} \frac{f}{f_0}\right)^2}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{1}{Q} \frac{f}{f_0}\right)^2} \right\}^{1/2} \quad (6)$$

式(5)是一个二阶带通滤波器的表达式,因此它的谐振曲线如图3所示,可以算得,图3中或

$$\Delta f_2 = \frac{\Delta f_1}{f_L} \cdot f_0 \quad (7)$$

$$\Delta f_1 = \frac{\Delta f_2}{f_H} \cdot f_0 \quad (8)$$

当电位器滑臂移向运放的同相端(+)时,图1中 $W_1 = 0$ , $W_2 = W$ ,电路在最大衰减时的增益根据式(1)有:

$$K_A(j\omega) = \frac{Z}{Z + R_p} \quad (9)$$

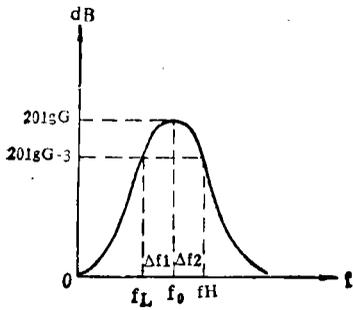


图3 谐振曲线示意图

与式(2)比较,显然是最大提升时增益表达式的倒数。

因此,该电路在最大衰减时的传递函数式、幅频特性表达式与各频率点的模值均是提升电路对应的  $K_R$  表达式的倒数。

在多频率音调电路中需要用电感线圈,但感抗较大的电感线圈要加铁芯材料,若出现磁饱和时会导致减小动态范围,增加谐波失真。况且电感易受外部杂波尤其是交流电源的杂散电磁场的干扰,信噪比难以提高。而用集成电路等效电感取代,则可克服铁芯电感材料的上述缺点。

#### 四、集成电路模拟电感原理

图4是集成电路模拟电感的电原理图,仅须改变阻容元件数值即可获得所需模拟电感量  $L$ 。

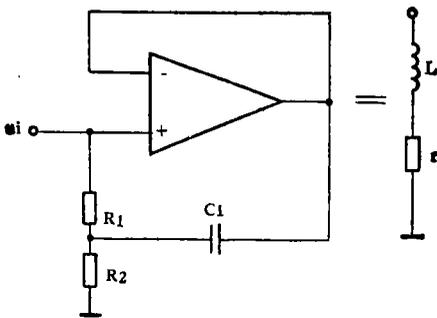


图4 模拟电感原理图

图5是模拟电感电路外部元件与理想运算放大器所等效的电路。 $u_x$ 为  $x$  点的参考电

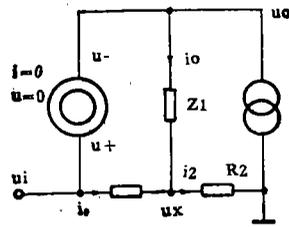


图5 模拟电感的等效电原理图

位。图中电流方向全为设定,根据克希霍夫节点定律与欧姆定律列出方程组

$$\begin{cases} i_1 = i_2 - i_0 \\ i_1 = \frac{u_i - u_x}{R_1} \\ i_0 = \frac{u_o - u_x}{Z_1} \\ i_2 = \frac{u_x}{R_2} \\ u_o = u_- = u_+ = u_i \end{cases}$$

解此方程即得:  $u_i = \left( R_1 + R_2 + \frac{1}{Z_1} R_1 R_2 \right) i_1$

这样,运算放大器输入端策动点阻抗为:

$$Z_i = \frac{u_i}{i_1} = R_1 + R_2 + \frac{1}{Z_1} R_1 R_2 \quad (10)$$

写成复阻抗形式就有:

$$Z_i(j\omega) = R_1 + R_2 + R_1 R_2 C_1 j\omega$$

与普通电感的阻抗  $x_L = r + Lj\omega$  相比,式(10)中  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $C_1$  的乘积即为模拟电感量  $L$ ,  $R_1$  与  $R_2$  的和为模拟电感的内阻  $r$ 。因此,集成电路模拟电感串联谐振时的频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (11)$$

普通  $LC$  串联谐振回路的  $Q$  值为  $\frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}$ ,

模拟电感电路的  $Q$  为:

$$Q = \frac{1}{R_1 + R_2} \sqrt{\frac{R_1 R_2 C_1}{C_2}} \quad (12)$$

集成电路模拟电感完全可以代替图1电路图中实线框内的  $LC$  串联谐振回路中的  $L$ 。只要改变阻容元件的任一数值,谐振频率  $f_0$  与电感品质因数  $Q$  即随之变化。

## 五、音调电路的设计

1. 频率点的选择: 先确定欲调节频率点的个数 $K$ , 满足频率点 $f_K = n f_{K-1}$  即  $f_2 = n f_1$ ,  $f_3 = n f_2 \dots f_1$  任选。在高质量的录放声系统上使用,  $K$  可大些,  $n$  则小些。用于中高档收录机的音调电路, 则 $K$  的数目少些,  $n$  取大点。

2.  $Q$ 值的确定: 当 $f_1$ 选定后, 为使 $f_2$ 调节回路的谐振曲线中 $-6\text{dB}$ 点落在 $f_1$ 位置, 可选 $n = f_2/f_1$ , 即曲线的下降特性为每 $n$ 倍频衰减 $6\text{dB}$ , 使得调节个数多时每个谐振曲线的 $3\text{dB}$ 带通量窄些, 而 $K$ 个数少时则 $3\text{dB}$ 带通量宽些。 $Q$ 的计算依据式(6), 令 $f/f_0 = n$ ,  $|k_R(f)| = \frac{G}{2}$  即可。

也可确定谐振频率 $f_0$ 以后, 任意选择 $-3\text{dB}$ 频率点 $f_L$ , 然后可再按 $\Delta f_2 = \frac{\Delta f_1}{f_L} \cdot f_0$ , 算出 $f_H = f_0 + \Delta f_2$ , 则 $f_H$ 也落在谐振曲线的 $-3\text{dB}$ 点处, 再以 $f_0/(f_H - f_L)$ 求出 $Q$ 。

3. 由于电容的系列值少, 因此先确定最低调节频率点的 $LC$ 回路之模拟电感中的电容 $C_1$ 值, 再据式(11)令 $R_1 = R_2$ , 得出 $C_2 = \frac{1}{4Q^2} C_1$ ; 依式(12)求得 $R_1 = \frac{1}{4\pi f Q C_2}$ 。为力求调节频率点 $f_1$ 的准确, 电容值应按计算值并联至接近。

4. 确定增益 $G$ , 并由式(4)求得 $R_p$ 。(  $R_p$  还是音调电路的输入阻抗)。

5. 任取大于 $R_p$ 的系列值电阻 $R_f$ , 再据 $R_p = R_f // R_F$ 求得 $R_F$ 之值。

表1、表2分别给出控制频率点为10个与5个时, 各欲调节频率的模拟电感电路中元件、谐振电容 $C_2$ 和衰减。反馈电阻值。

图7为这种多频音调控制器的实际电路图,  $BG_1$ 与 $BG_2$ 扩大了运算放大器的输出电流, 大大降低了该电路的输出阻抗。

图7、图8分别为用表1、表2中元件所组成的图6音调控制器的最大提升时的实测谐振曲线。这些曲线均为每一个谐振回路分别测试再组合而成的。

表1 10点控制时的等效电感电路参数

回路电容	参数	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$	$f_5$	$f_6$	$f_7$	$f_8$	$f_9$	$f_{10}$	$Q$	$R_1$ $R_2$ ( $\Omega$ )	$R_f$ $R_f'$ ( $K\Omega$ )	$R_F$ $R_F'$ ( $K\Omega$ )
		(Hz)													
调节频率		31.5	63	125	250	500	1K	2K	4K	8K	16K				
$C_1(\mu\text{f})$		16	8	4	2	1	.5	.25	.125	.63	.31	4/3	820	6.2	24
$C_2(\mu\text{f})$		2.26	1.13	.565	.283	.141	.071	.035	.018	.009	.0044				

表2 5点控制时的等效电感电路参数

回路电容	参数	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$	$f_5$	$Q$	$R_1 R_2$	$R_f R_f'$	$R_F R_F'$
		(100Hz)	(316Hz)	(1KHz)	(3.16KHz)	(10KHz)				
$C_1$		$2\mu$	$.62\mu$	$.22\mu$	$0.62\mu$	$.022\mu$	0.7	1.1	10	20
$C_2$		$1\mu$	$.33\mu$	$.1\mu$	$.033\mu$	$.01\mu$				

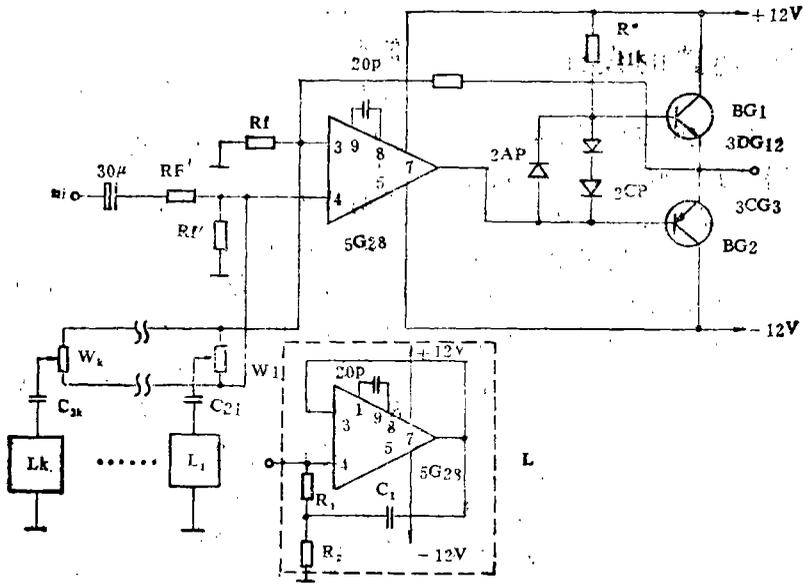


图6 等效电感的多频音调控制器实际电路

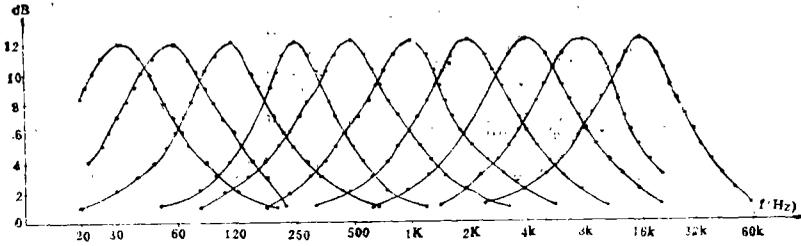


图7 10点控制的多频音调电路的提升曲线

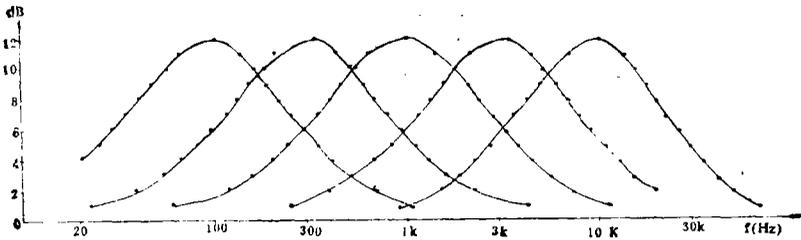


图8 5点控制的多频音调电路的提升曲线

## 六、模拟电感多频音调电路 集成化的基本途径

在模拟集成电路领域中，已经可以将数千个元件集中于一个芯片上。这种大规模集成电路内部可以制作二极管、三极管、 $50\Omega \sim$

$100K\Omega$ 的电阻与不大于 $100P$ 的电容，就是不能制作电感。而集成电路模拟电感的出现就弥补了这一缺憾，使图6集成运放多频音调控制器电路中，除大电容与电位器外，完全可能制作在同一个芯片上。因此，“多频音调集成块”的生产是可以实现的。

这种新颖的集成块能为中、高档收录机

# 沉积物声速现场测量装置

张 卫

(国家海洋局第三海洋研究所)

## 引 言

关于海底沉积物声传播速度的测量方法,是多种多样的。为了尽可能减少样品的扰动和所处环境的差异,以获得可靠的测量数据,应采用现场测量技术。据报道,国外已开展这方面的研究,目前被认为较为完善的是 Anderson 和 Shirley 等人设计的可穿透 9m 的声管,以用于测量沉积物的声速和衰减。但是,由于重力取样管高速插入沉积物的摩擦和相对弱耦合的影响,会使表层(即泥—水界面)的测量精度降低。

一般地说,环鸣法和脉冲时延法,都是现场测量声速的有效方法。但是,声在浅海

沉积物中的传播情况相当复杂,声速变化范围大;还有传播衰减和混响,使得接收信号的起伏十分剧烈。采用环鸣法测量声速,被测样品的声速与环鸣效率成正比。若在声路较短的情况下,当出现高声速层时,接收信号较长的振铃拖尾将有可能干扰下一次直达信号,而脉冲时延法却能弥补这一不足。测量时只须保证系统的工作稳定性,就可获得高精度的测量数据。同时还可兼测相对于海水的声衰减。为此,本装置声速测量部分系采用脉冲时延法设计。

LDC1-1 静力取样器可获得 2.8m 深的沉积物样品,用其采样箱体作为换能器载体,其最大优点在于可清除沉积物与换能器之间相对运动的影响,而得到可靠和较精确的测

的安装带来方便,并适合业余无线电音响爱好者制作高传真放声设备。鉴于目前音响系统领域发展快,潜力大,预料大批生产后其销售市场是很广的。这种新颖集成电路的诞生,肯定会受欢迎。事实上,日本的夏普公司,已在生产的中高档立体声收录机如 GF-7600Z、GF-700Z 中使用了集成化的多频音调控制器,该电路用了三个集成块运算放大器与有关阻容元件构成双通道 5 点控制的多频音调电路,控制量为  $\pm 10\text{dB}$ 。如果我们能够将所有运算放大器全部集成在一块芯片上,依照本文设计的音调电路,参照夏普公司生产录音机的多频音调电路中模拟电感设计上的内阻小、电感量大的优点,那么由此组合成的新颖的“多频音调控制集成电路”的生产后

问世也一定是大有意义的。

这种集成电路,可按下述基本要求制作。

1. 单电源供电,并适应在很宽的电压范围内(6~15V)工作。

2. 所有运算放大器都应采用内频率补偿、内偏置电路,功耗不大,噪声要低。

3. 适合立体声双通道的需要。电路内部应设两组独立的放大器,每组均应有独立的内置稳压源与接地端引出线。

4. 在多数场合使用的音调电路,其控制范围大致为  $\pm 12\text{dB}$  左右,因此可以固定增益 G,即将模拟电感的内阻全制作在芯片中。

5. 为方便维修与调换元件的需要,其外型应该设计成双列直插式的。