

基于电子管 SEPP 电路的高保真 耳机放大器设计

·产品设计·

周静雷, 李城梁, 齐 博

(西安工程大学 电子信息学院, 陕西 西安 710048)

【摘 要】以包含自举电路的共阴式倒相电路作为输入级,以 SEPP 电路作为输出级,设计了一款高保真耳机放大器。基于电子管微变等效电路分析方法,计算出输入级和输出级电路的主要参数,并对整个放大器的开环和闭环参数进行了分析,文中还采用客观测量和主观评价的方式对该放大器的性能进行了说明。

【关键词】共阴式倒相; 自举电路; SEPP; 耳机放大器; 电子管; 微变等效

【中图分类号】TN72

【文献标识码】B

Design of High Fidelity Headphone Amplifier Based on Vacuum Tube SEPP Circuit

ZHOU Jing-lei, LI Cheng-liang, QI Bo

(Electronic Information College, Xi'an Polytechnic University, Xi'an 710048, China)

【Abstract】A high fidelity headphone amplifier is designed in this paper, which contains the co-cathode inverse phase circuit including the bootstrapping as the input entry, and SEPP circuit is used as the output entry. Based on analysis of vacuum tube slight variation equivalent circuit, the primary parameters of the input and output entry are calculated and the open-loop and closed-loop parameters of the whole amplifier are analyzed. In the end, the function of the amplifier is explained through impersonal-measurement and subjective evaluations.

【Key words】co-cathode inverse phase; bootstrapping; SEPP; headphone amplifier; vacuum tube; slight variation equivalent

1 引言

在电子管耳机放大器设计中,由于电子管本身的内阻数值较高,为保证耳机放大器能够和负载实现阻抗匹配,控制耳机放大器的输出阻抗是一重要环节。在常用的几种电子管耳机放大器输出级电路中^[1-2],包括 Cathode Follower(阴极跟随器),SRPP,WCF 和 SEPP 电路,Cathode Follower 电路的输出阻抗较低,但其动态范围小,且增益小于 1,通常用于成本较低廉的耳机放大器电路中,SRPP^[3],WCF^[4]的性能明显高于阴极跟随器电路,具有较宽的动态工作范围,输出阻抗也较低,很适于驱动为数众多的低阻抗耳机工作。SEPP 电路工作时,由一对工作幅度接近,极性相反的电子管并联构成,采用互补推挽的方式输出信号,相互抵消了部分失真,而且可不引入局部负反馈,对于提高耳放的瞬态特性有显著的益处。所以从主观听感的角度考虑,SEPP 电路具有一定的优势;SRPP 和 WCF 电路中没有这种互补推挽结构,并且存在局部负反馈,虽然可降低失

真,但对于电路的瞬态特性会带来一些负面影响,不过 SRPP 电路和 WCF 电路的输出阻抗容易设计得低一些,适用面更广。

SEPP 电路正常工作时,需要一组幅度相同,极性相反的电压驱动信号激励。因此输入级电路除了要具有一定的电压增益外,还必须完成倒相功能。常用的倒相电路有变压器倒相电路、分压式倒相电路、自助平衡式倒相电路、分负载式倒相电路和共阴极式倒相电路等^[5]。这些电路各有利弊,出于成本和性能的综合考虑,笔者选用了共阴式倒相电路。该电路的结构类似于运算放大器输入端的差动放大器,既可提供一定的电压增益,还能完成倒相功能,即能输出一对幅度相近、极性相反的电压信号。

笔者对该耳机放大器的输入级和输出级电路均建立了微变等效电路模型^[6-8],推导出了电路主要参数的解析表达式,可直观地对电路的主要性能进行分析,为控制电路性能指标和确定元器件参数提供了一些理论依据。

2 输入级

输入级电路为共阴式倒相电路,基本结构如图1所示,与一般意义上的差动放大电路很类似,但区别在于引入了自举电路^[9]。由于输出级的SEPP电路的上、下两臂电子管的电压参考端不同,为了保证上、下两臂电子管的驱动电压幅度尽可能接近,输入级电路通过引入自举电路来完成这一功能。引入自举电路以后,电子管 V_2 的负载电阻 $R_4 \parallel R_5$ 的参考电压不再是地线,而变成了SEPP输出级电压 U_{out} 。图1中的电阻 R_7 和 R_8 的作用是消除电子管工作于高频时可能存在的寄生振荡,进行理论分析时,其影响可忽略不计。

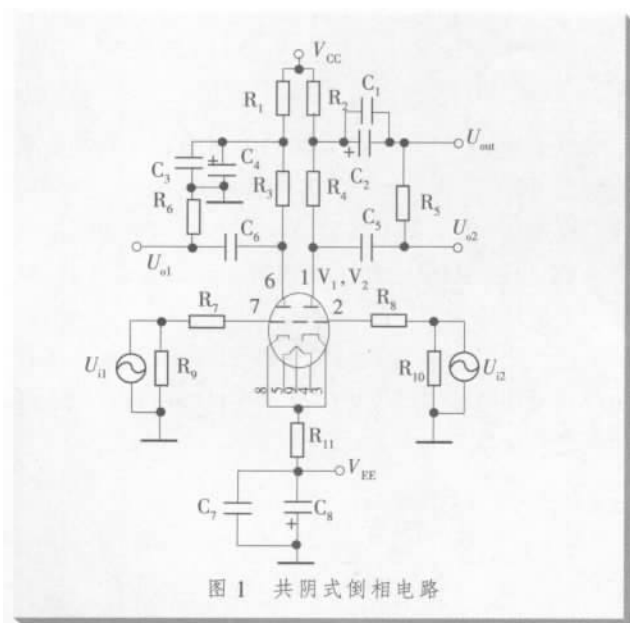


图1 共阴式倒相电路

图1的微变等效电路如图2所示,通常电子管 V_1 和 V_2 的参数一致,令电子管内阻 $r_p=r_{p1}=r_{p2}$,电子管放大系数 $u=u_1=u_2$,而且 V_1 和 V_2 的负载电阻亦具有对称性,令 V_1 和 V_2 的负载电阻 $R_{L1}=R_6 \parallel R_3=R_4 \parallel R_5$ 。

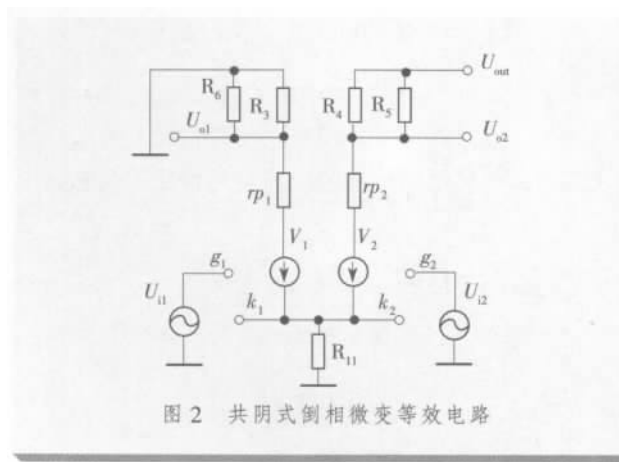


图2 共阴式倒相微变等效电路

针对图2进行分析,可得出系列有意义的结论。其中,对于输入电压 U_{i1} 而言,当 $U_{i2}=0$ 时,可计算出相应的单臂电压增益为

$$G_{vin1} = U_{o1}/U_{i1} = \frac{-u \cdot R_{L1} [(-u-1)R_{11} + (G_{vout}R_L - 1)R_{L1} - rp]}{[2u(G_{vout}R_L - 1)R_{11} \cdot R_{L1} - 2 \cdot (u+1)R_{11} \cdot rp + (G_{vout}R_L - 2)rp \cdot R_{L1} - rp^2 - R_{L1}^2 + G_{vout}R_L \cdot R_{L1}^2 + 2 \cdot R_{11} \cdot R_{L1} (G_{vout}R_L - 1)]} \quad (1)$$

$$G_{vin21} = (U_{o2} - U_{out})/U_{i1} = \frac{-R_{L1} \cdot u [R_{11}(u+1) + G_{vout}R_L \cdot R_{L1}]}{[2u(G_{vout}R_L - 1)R_{11} \cdot R_{L1} - 2 \cdot (u+1)R_{11} \cdot rp + (G_{vout}R_L - 2)rp \cdot R_{L1} - rp^2 - R_{L1}^2 + G_{vout}R_L \cdot R_{L1}^2 + 2 \cdot R_{11} \cdot R_{L1} (G_{vout}R_L - 1)]} \quad (2)$$

式(1)~(4)中的 $G_{vout}RL$ 表达式见式(10)。对于输入电压 U_{i2} 而言,当 $U_{i1}=0$ 时,可计算出相应的单臂电压增益为

$$G_{vin12} = U_{o1}/U_{i2} = -u \cdot R_{11} \cdot R_{L1} (1+u) / [2u(G_{vout}R_L - 1)R_{11} \cdot R_{L1} - 2 \cdot (u+1)R_{11} \cdot rp + (G_{vout}R_L - 2)rp \cdot R_{L1} - rp^2 - R_{L1}^2 + G_{vout}R_L \cdot R_{L1}^2 + 2 \cdot R_{11} \cdot R_{L1} (G_{vout}R_L - 1)] \quad (3)$$

$$G_{vin21} = (U_{o2} - U_{out})/U_{i2} = -u \cdot R_{11} \cdot R_{L1} (u+1) / [2u(G_{vout}R_L - 1)R_{11} \cdot R_{L1} - 2 \cdot (u+1)R_{11} \cdot rp + (G_{vout}R_L - 2)rp \cdot R_{L1} - rp^2 - R_{L1}^2 + G_{vout}R_L \cdot R_{L1}^2 + 2 \cdot R_{11} \cdot R_{L1} (G_{vout}R_L - 1)] \quad (4)$$

在式(1)~(4)中,可看出由于自举电路的存在,致使两只电子管的输出电压幅度并不相等,实际工作时,应合理选择器件参数,以尽量确保两臂的电路工作电压幅度接近。

下一级SEPP电路输出电压的大小由其净输入电压及其增益决定,故对输入级而言,其电压增益应为净输出电压与输入电压之比,当 $U_{i2}=0$ 时,同相端电压增益为

$$G_{vin1} = [U_{o1} - (U_{o2} - U_{out})]/U_{i1} = \frac{(U_{o1} - U_{o2})/[U_{i1}(1 - G_{vout}R_L)]}{u \cdot R_{L1} / [(G_{vout}R_L - 1)R_{L1} - rp]} \quad (5)$$

当 $U_{i1}=0$ 时,反相端电压增益为

$$G_{vin2} = [U_{o1} - (U_{o2} - U_{out})]/U_{i2} = \frac{(U_{o1} - U_{o2})/[U_{i2}(1 - G_{vout}R_L)]}{u \cdot R_{L1} / [(G_{vout}R_L - 1)R_{L1} - rp]}$$

从式(5)~(6)可看出净输出电压相对于 U_{i1} 和 U_{i2} 的电压增益幅度相同,极性相反。并且自举电路的作用相当于给输入级电路加了一条负反馈支路,并且负反馈的系数是由电压增益 $G_{\text{vout}} R_L$ 决定。此外,若 U_{i1} 和 U_{i2} 同时作用时,只要把式(5)~(6)相加即可。

输出级选用 SEPP 电路, 其基本电路结构如图 3 所示。输出级电路的电子管有多种选择, 实际应用中常把一些小功率五极管接成三极管工作模式来使用, 例如: 6P15, 6P14, EL42, EL91, EL84, EL86, 当然也可考虑使用低内阻三极管如: 6N6, E182CC, 6H30 等。从图中可看出, 上臂电子管 V_4 的参考端是输出端 U_{out} , 而下臂电子管 V_5 的参考端是地, 为了保证输入级提供合理的驱动电压, 故将输出端 U_{out} 电压通过自举电路接入输入级。



输出级带负载的电压增益为



图4 SEPP电路的微变等效电路

式中, R_L 为负载电阻。

电子管 SEPP 耳机放大器的电路图和元器件的取值如图 5 所示。输入级放大器件选用 Eec82 双三极管, 输出级选用 6P15, 基本参数如表 1 所示^[10]。为降低输出阻抗, 输出级 SEPP 电路采用双管并联的方式工作, 故输出阻抗降低为原来的一半。

这是经典的双端输出差动放大电路电压增益,代入式(11),得

至此可发现,由于自举电路的引入,电路增益是以标准差动放大电路驱动 SEPP 电路为基础,引入反馈系数为 $1/\mu$ 的负反馈构成的闭环电路增益,此时输出阻抗为

考虑放大器反相端负反馈时, 闭环电压增益为

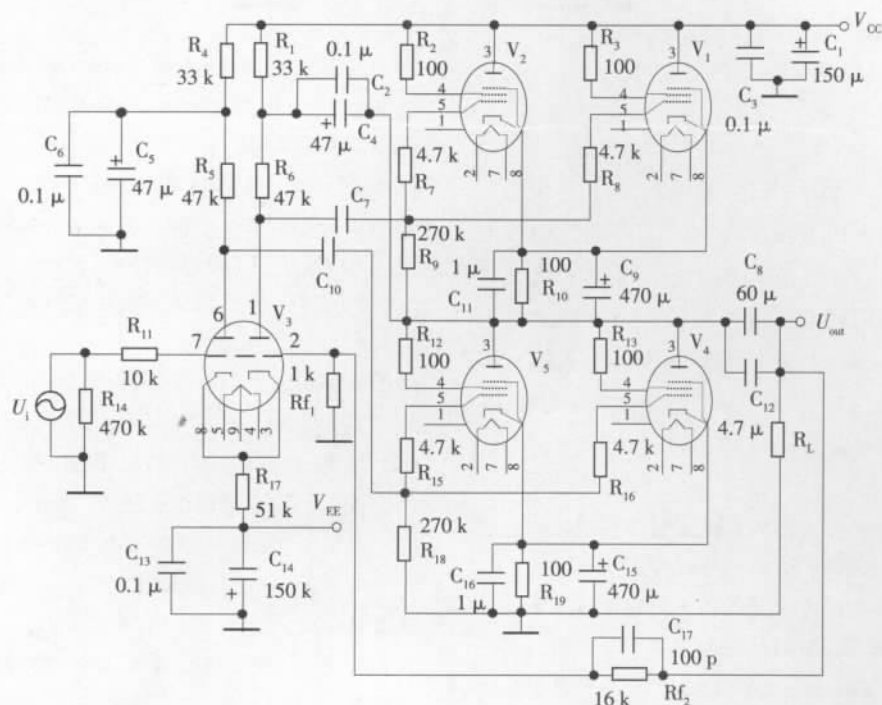


图 5 电子管 SEPP 电路耳机放大器

$$G_{v_{close2}} = G_{v_{close1}} / (1 + G_{v_{close1}} \cdot H) \quad (16)$$

放大器闭环输出阻抗为

$$Z_{out_{close2}} = Z_{out_{close1}} / (1 + G_{v_{close1}} \cdot H) \quad (17)$$

放大器接负载的电压增益为

$$G_v = G_{v_{close2}} \cdot R_L / (R_L + Z_{out_{close2}}) \quad (18)$$

表 1 放大器器件参数

管子型号	内阻 $r_p/k\Omega$	放大系数 μ
Ecc82	7.20	18.0
6P15	1.51	18.3

表 1 是选用的器件的参数。表 2 为耳机放大器电路的主要参数的理论计算值。其中,开环参数的输入级电压增益为无自举电路时差动电路的双端输出增益。闭环参数是在考虑自举电路和反相端反馈支路共同作用下的结果。为了验证理论计算值的正确性,使用 Multisim 仿真软件对上述的解析表达式均进行了验证^[11]。

表 2 耳机放大器主要参数理论计算值

开环参数			放大器闭环参数			
输入级	输出级		输出阻抗/ $k\Omega$	空载电压增益	接负载	
电压增益	空载电压增益	输出阻抗/ $k\Omega$			负载/ Ω	电压增益
-15.1	-9.15	0.378	0.022 5	8.22	32	4.83
					48	5.60
					120	6.92
					200	7.39
					300	7.65
					600	7.92

5 客观测试及主观聆听

经过测试,耳机放大器在驱动不同阻抗负载的情况下,电路中的各项参数如表 3 所示。可看出,测量结果和理论计算结果比较接近。

表 3 耳机放大器测量参数(1 kHz)

开环参数			放大器闭环参数			
输入级	输出级		输出阻抗/ $k\Omega$	空载电压增益	接负载	
电压增益	空载电压增益	输出阻抗/ $k\Omega$			负载/ Ω	电压增益
-14.7	-9.21	0.417	0.025	8.13	32	4.53
					48	5.34
					120	6.71
					200	7.20
					300	7.48
					600	7.78

从音质还原的角度考虑,电子管 SEPP 电路具有一定的优势。特别是耳放在驱动中高阻耳机时,经实际聆听可发现,该放大器具有足够的动态范围,中频清晰饱满、柔和、圆润,高频明亮、通透,细节还原能力强,低频丰满、力度好^[12]。从整体上来感觉,声音真实、自然,特别是层次感比较好,声场的还原度较高,很适合用于欣赏交响乐,如驱动对声场再现能力强的森海耳 HD600,HD650 耳机,有更佳的听感。但在驱动低阻耳

机时,声音略显干涩,效果不如驱动高阻耳机时的效果。这说明对于高阻抗耳机而言,放大器的内阻并非越小越好,适当的内阻反而有利于声音的重放。

6 总结

笔者设计了一款基于 SEPP 电路的电子管耳机放大器,用微变等效分析方法分别对输入级的差动放大电路和输出级 SEPP 电路进行了分析,得出了放大器的开环电压增益、闭环电压增益和输出阻抗的解析表达式。同时理论分析表明,在给差动放大器引入的自举电路是电压负反馈的另一条支路。这些结果均为 SEPP 电路耳机放大器设计提供了一定的理论依据。

参考文献

- [1] 周静雷,景军锋,陈斌.扬声器系统瞬态特性的过渡过程分析[J].声学技术,2007,26(4):655-659.
- [2] 周静雷,行露,贺晓宇.电子管耳机放大器输出级电路分析[J].电声技术,2009,33(2):17-20.
- [3] 周静雷,王璠,康雪娟.基于电子管 SRPP 电路的高保真耳机放大器设计[J].电声技术,2008,32(12):33-35.
- [4] 李万.用 6N9C 制作 WCF 输出的耳机放大器[J].实用影音技术,2006(5):32-34.

- [5] 冯开慧.电子管功率放大器中的倒相电路[J].音响技术,2005(3):50-54.
- [6] AYRES W R. Choice of electron tubes for audio circuits[J]. J. Audio Eng. Soc., 1953, 1(1):49-52.
- [7] LEACH W M. JR. SPICE models for vacuum-tube amplifiers[J]. J. Audio Eng. Soc., 1995, 43(3):117-126.
- [8] SJURSEN W. Improved spice model for triode vacuum tubes[J]. J. Audio Eng. Soc., 1997, 45(12):1082-1088.
- [9] 喜安善市,伏见和朗.放大电路设计[M].北京:科学出版社,2002:270-292.
- [10] 郑国川,李洪英.电子管手册[M].福建:科学技术出版社,2002.
- [11] 聂典. Multisim 9 计算机仿真在电子电路设计中的应用[M].北京:电子工业出版社,2007.
- [12] 郑晓宁,孟子厚.扬声器失真评价参数与主观音质评价参数的关系[J].声学技术,2006,25(6):555-559.

作者简介

周静雷,博士,副教授,主要研究方向为电声学、音频测量;
李城梁,硕士研究生,主要研究方向为音频测量;
齐博,硕士研究生,主要研究方向为信号处理。

[责任编辑] 史丽丽

[收稿日期] 2009-09-09

(上接第 27 页)

频率 1 240 Hz 恰好也是单元 B 高频声压级随音圈初始位置变化而波动最大的频率点。

为进一步验证 Bl 曲线分布对 AMD 的影响,考虑附加一个正直流电压,使音圈初始位置恰好移至 Bl 平坦区的最大值,根据理论,音圈位于此位置时,产生的 AMD 应该最小。根据图 3(a)和表 1 算得此正电压为 +1.1 V;为了对比,另外再附加 1 个 -1.1 V 的直流电压,使音圈继续偏向 Bl 非线性衰减区,理论上其产生的 AMD 会比不附加情况更大。测量结果如图 3(d)所示。

由图 3(d)可知之前的假设是正确的,即振膜振动时,单元 Bl 非线性变化越小,产生的 AMD 也就越小。

4 结论

笔者通过实验,全面证明了 AMD 大小、音圈初始位置及 Bl 分布三者之间的对应关系,从而证实并拓展了 Ziemba 等人的理论,在此基础上提出了对降低单元调制失真大小的 2 点建议,归纳如下:

- (1) 单个单元的 FMD 无法控制或降低,只能通过多单元分频设计或附加号筒设计来改善;
- (2) 当音圈初始位置位于 Bl 曲线的平坦区时,扬

声器单元所测得的 AMD 较小;当音圈向 Bl 曲线的非线性衰减区移动时,单元的 AMD 也会随之增大。因此,扬声器单元制造商应对音圈的初始摆放位置及磁场均匀度设计给予足够重视,尽量将音圈初始摆放位置置于 Bl 曲线的平坦区,这样可显著降低单元的 AMD 。

参考文献

- [1] IEC. IEC60268-2—1987 Sound system equipment Part 2: explanation of general terms and calculation methods [S]. [S.l.]:IEC,1987.
- [2] KLIPSCH P W. Modulation distortion in loudspeakers[J]. J. Audio Eng. Soc., 1969,17(2):562.
- [3] BEERS G L. Frequency-modulation distortion in loudspeakers[J]. J. Audio Eng. Soc., 1981,29(5):320-326.
- [4] SUZUKI H. Amplitude and frequency modulation distortions of a loudspeaker[J]. J. Audio Eng. Soc., 1984,32(4):246-253.
- [5] ZIEMBA M. Position dependent amplitude modulation in cone loudspeakers [C]//Proceedings of the 107th Audio Engineering Society Convention. Southfield:[s.n.]:1999.

[责任编辑] 史丽丽

[收稿日期] 2009-09-29