

FDH—1 型

载波通话装置设计过程中的几点分析

许昌继电器研究所 周杰实

电力线路高频保护对调时使用的FDH—1型便携式双工载波通话机具有安全、可靠、简易、方便的特点。下边对设计过程中所考虑的几个主要问题作一具体分析。

研制裁波通话装置的必要性

随着电力事业的发展，“高频保护”装置在高压输电线路上的采用越来越广泛，而“高频保护”装置的调试和检测都需要线路两侧的工程技术人员互相配合密切协作地进行。目前我国一般高压线路都比较长，两端相距很远。所以通讯联络成了“高频保护”调试时不可缺少的一部分。当前可供借用的通讯工具有以下几个方面。

首先是借用调度载波电话，由于调度电话是电力系统中调度和指挥的枢纽，是不允许长时间占用的，尤其是跨局或跨地区的长时间占用更是不允许的。

其次是租用商业电话，不但不经济，而且邮电部门也不允许长时间占用。也有的地方采用无线电报话机，由于这类话机工作于民用波段的短波或超短波段，功率受到管理部门限制，通话距离一般不超过五十公里。同时由于民用频率段电台拥挤，干扰大，通话质量不高。

近几年来通讯用的单路或多路载波机在个别地方也有使用的。由于这类载波机结构复杂，笨重，而且工作于“高频保护”使用频段范围，对“高频保护”的安全带来了威胁，所以不易推广使用。

在“高频保护”的初期产品中也曾在收发讯机中（如SF—1A）设置过通话回路。由于继电保护安全可靠性的要求，在线路设计时不可能照顾到通话的质量，所以通话功能没有很好实现。

综上所述，随着“高频保护”在电网中的大量采用，简单、实用、安全、可靠的通话设备成了现场继电保护人员急需的通讯工具。“FDH—1型通话装置”就是在这样的情况下研制出来的。简单、实用、安全、可靠就构成了载波通话机设计过程的主导原则。

载波电话机调制方式的选择

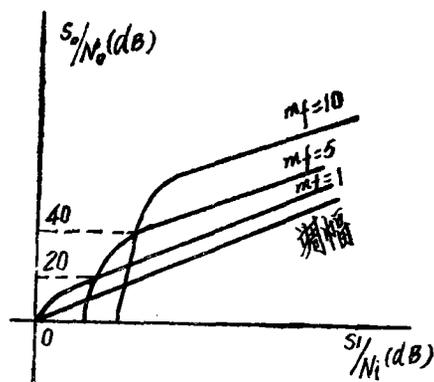
电话设备的主要任务是通讯联络,所以要力求结构简单,使用方便。调制方式的选择也是基于这个原则来考虑的。

单边带调制方式效率高节省频带,但是需要较复杂的“滤波”“均衡”设备,使得装置复杂化,因此这种方式不便于采用。

调频制的显著优点是抗干扰能力强。由于调频方式的抗干扰能力与调频指数 m_f 有关。 m_f 越大抗干扰能力越强, m_f 可以大于1,所以这种方式抗干扰能力强的优点才得以充分发挥。

但是调频有效边频带的宽度 $B = (2m_f + 1)F$,语音频带为300Hz~2.7KHz即 $F + 2.7KHz$ 。若取 $m_f = 2$ 则 $B = (2m_f + 1)F = 13.5KHz$ 。占用这样宽的频率,在电力线路的频率分配上显然是不允许的。

调频制还具有“门限效应”如图(1)所示,当输入信杂比 S_i/N_i 低于某一“门限”时,输出信噪比 S_o/N_o 将急剧下降。这说明了调频波的接收,当 m_f 一定时,输入信噪比 S_i/N_i 必须高于门限值,而门限值随 m_f 的升高而升高。所以当选用较大的 m_f 时,提高了“门限”值降低了电话设备接收弱信号的能力。



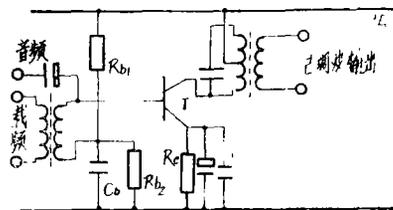
图(1)

由于电话设备处于弱信号接收状态,提高其灵敏度的关键在于提高其弱信号接收的能力,因此 m_f 不可能取得很大,这就使得调频制抗干扰能力强的优点得不到发挥。因此“FDH-1型”电话装置采用调频制是不合适的。同时调频方式不仅要设置AGC电路以保证装置用于短线路时各级晶体管工作状态正常,还需增设必要的AFC电路和削波限幅电路,引起线路复杂化。

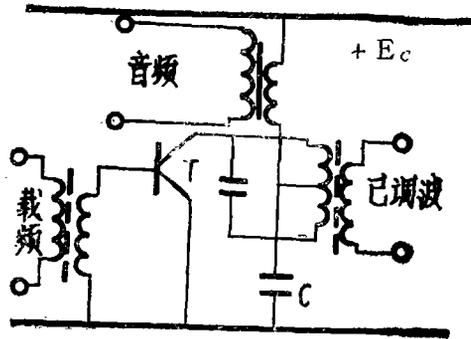
双边带调幅的基本方式有三种,射极调幅,基极调幅和集电极调幅。由于发射极调幅缺点较多,一般不单独采用。

基极调幅如图(2)所示调制级工作于丙类或乙类状态,集电极电流的通角 $\theta_c = 60^\circ \sim 120^\circ$,不能工作于 E_c 对 I_{c0} 影响小的过压区,而要工作在欠压区。当 $\theta_c > 120^\circ$ 时,集电极基波电流分解系数 α_1 要减小。

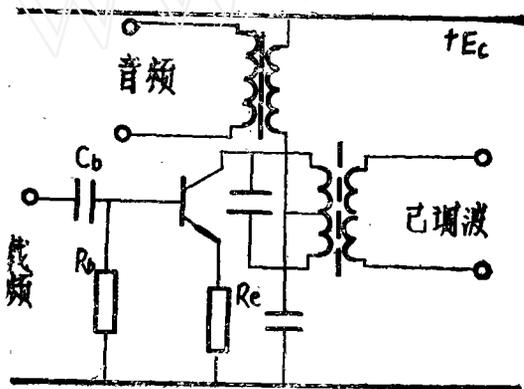
但是基极调幅受调制放大器效率低,调制线性差,难以实现不失真的深度调幅。这是因为基极调幅是利用信号电压 u_f 改变调幅管 u_{be} 的大小达到控制输出电流变化的目



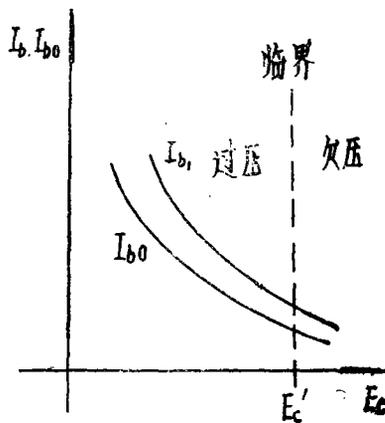
图(2)



图(3)



图(4)



图(5)

的。由于晶体管输入特性曲线下部弯曲，当 u_F 较小时，调幅线性因 i_b 小而变差，产生不对称的调幅特性，调制系数 m_a 正半周比负半周大。

集电极调幅的线路如图(3)所示。集电极调幅的显著优点是集电极效率高。

$$\text{因为输出功率 } P_1 = \frac{1}{2} I_{c.m} \cdot u_{f.m}$$

$$\text{输入功率 } P_0 = I_{c.o} \cdot E_c$$

$$\text{所以效率 } \eta = P_1 / P_0 = \frac{1}{2} \frac{I_{c.1.m}}{I_{c.o}} \cdot \frac{u_{f.m}}{E_c}$$

$$= \frac{1}{2} \gamma_1 \xi \gamma_1 \text{ 波形系数}$$

ξ 电压利用系数

$I_{c.m}$ 输出电流基波分量峰值。

$u_{f.m}$ 输出电压基波分量峰值。

由于 $I_{c.1.m}$ 和 $I_{c.o}$ 变化规律相同所以 γ_1 不变，同时调制级工作于过压状态 $u_{f.m} \approx E_c$ ， $\xi \approx 1$ 可见在整个调幅过程中效率不变，因此集电极调幅是等效率调幅。

然而单独的集电极调幅不但线性差失真大，而且要求前级供给较大的激励功率，还要使调幅器输出较大的调制功率。为了不致增加不必要的改善环节而造成线路的复杂性，通话装置采用了基极自偏压集电极调幅的方式，电路如图(4)所示。

由于单独的集电极调幅时，晶体管工作于过压状态，随着集电极电压 E_c 的减小，集电结趋于正向偏置， I_c 中大部分流向基极，引起了基极电流 i_b 的基波分量 I_{b1} 和直流分量 I_{b0} 的急剧增大，如图(5)所示，造成了激励功率增大的现象。激励信号 u_m 的上升

促使晶体管进入强过压状态，输出电流 i_c 顶部下凹更深，基波成分 I_{c1} 减小，输出功率下降、失真增大。而对于基极自偏压电路，因为 $T_{\alpha} < R_b C_b < T_{\omega}$ ，即时间常数大于载频周期，小于调制信号周期。

因为 $U_b = -I_b R_b$

当 E_c 减小引起 I_{b0} 增大时，则 U_b 向更负方面发展，限制基极电流 i_b 的增大，集电极电流 i_c 的凹陷程度减小，可将整个调幅过程保持在弱过压状态。减小了激励功率，改善了调幅特性。

但是“通话装置”并没有采用未级调幅的方式。因为当输出功率 P_o 设计为15W，若效率为0.8则调幅器应向未级输送9.4W的功率。若选用未级调幅，调幅器应是一个输出功率不小于10W的音频放大器，显然这种方式并不经济，而且增加了不必要的失真。所以“通话装置”采用了末前级基极自偏压集电极调幅的方式。

“通话装置”载频频率的设置

随着电力系统“高频保护”的日益增多，通道频率的分配越来越拥挤。使得“通话装置”不可能在工作频段（40KHz—400KHz）找到一个供自己使用而又不干扰保护的频率。“通话装置”是“高频保护”调试时的一种附属设备，首先应考虑到其使用的安全性。若将载频频率设置在40KHz—400KHz就不可避免地“对保护”的安全运行带来威胁。因此“通话装置”频率的设置有两种可能，一种是低于40KHz，一种是高于400KHz。由于通话装置是借用“高频保护”的通道完成语言信号的传送。能否完成通话的目的，关键在于“保护通道”对电话信号的传输衰耗。

高频保护通道的组成如图（6）所示。通道传输衰耗 b_{zd} 为组成通道各部分衰耗值的总和。

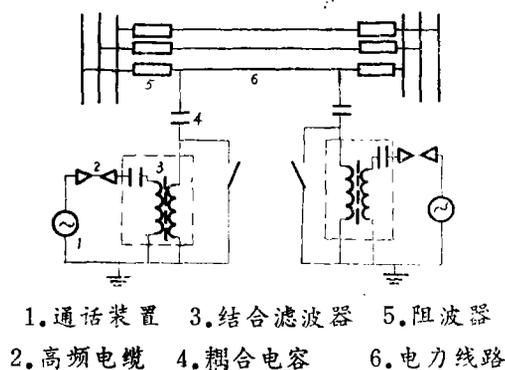
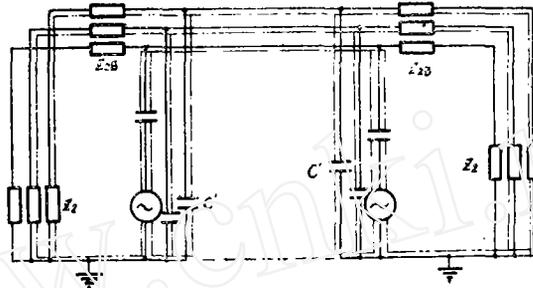


图 6

在图（6）中，通话装置按照相——地结线的方式向对侧传送，因为电力线，线间距离与对地的距离是可以比拟的，这就形成了高频电流在电力线上传送的特殊性，就是说不但存在有地行波，也存在有相间波。但是在等距离长线路上地行波比相间波衰耗大得

多。事实上对于100公里以上的长线路，地行波很难传送到对方。因此考虑电话载波信号在通道上的传输衰耗时只须研究相间波的传输。



图(7)

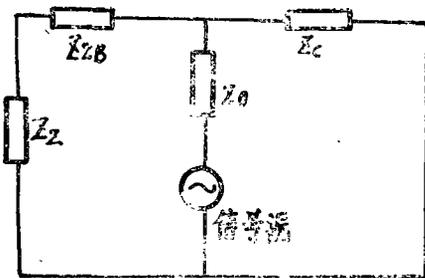
如图(7)所示,相间波由工作相向非工作相跨越有两个途径。一是经非工作相对地电容 C' 耦合到非工作相向对端传输,另一是经非工作相对地集中阻抗 Zz 。在第一种方式中 C' 与高频信号沿地面传播的距离有关,而地行波衰耗大,对于第二种方式,变电站非工作母线对地集中阻抗 Zz 起主要作用, Zz 一般呈现容性,每相等效电容值大约在2000 PF—10000 PF。

综上所述,相—地接线传输高频讯号的衰耗包含了两部分即线路衰耗和终端衰耗。而终端衰耗又包括阻波器的分流衰耗,非工作相集中阻抗和阻波器的传输衰耗,电缆和接合滤波器的传输衰耗。

先分析一下线路衰耗,根据通道每公里衰耗的经验公式, $b_{km} = K\sqrt{f}$

$$\text{当 } f = 30 \text{ KHz 时, } b_{km1} = 0.75 \times 10^{-3} \times \sqrt{30} = 4.74 \times 10^{-3} \text{ (N)}$$

$$\text{当 } f = 520 \text{ KHz 时, } b_{km2} = 17.1 \times 10^{-3} \text{ (N)}$$



图(8)

- Zz 为站内设备对地集中阻抗
- Zc 为线路阻抗,
- Zo 为信号源输出阻抗,
- ZzB 为阻波器的谐振阻抗。

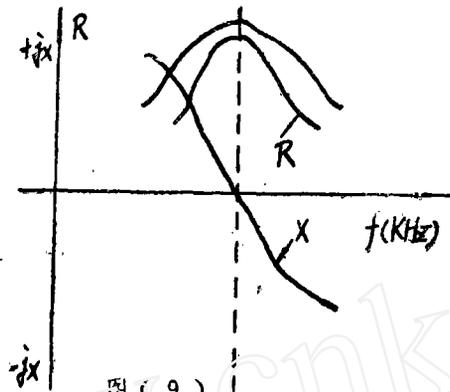
按照国内较长的220KV线路250公里计算

$$bx_1 = b_{km1} \times l = 4.74 \times 10^{-3} \times 250 = 1.2 \text{ (N)}$$

$$bx_2 = b_{km2} \times l = 17.1 \times 10^{-3} \times 250 = 4.3 \text{ (N)}$$

由此可见“通话装置”的载频选用40KHz以下比选用500KHz以上从线路衰耗来讲要有利。

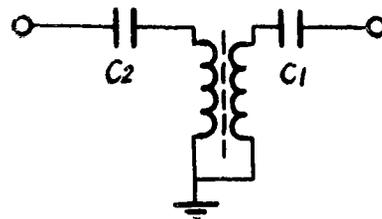
终端衰耗主要包括阻波器分流衰耗,结合滤波器传输衰耗。图(8)为阻波器的等效原理图。



图(9)

由于阻波器为并联谐振元件，当通话装置载频选在40KHz以下时 Z_{2B} 呈感性如图(9)所示，可能与 Z_2 形成串连谐振产生最大的分流衰耗。当载频频率为500KHz时 Z_{2B} 呈现容性与 Z_2 串接增加了电抗分量。

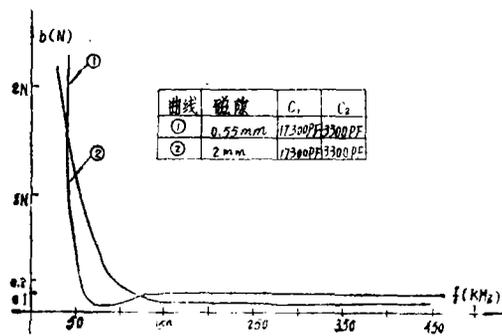
结合滤波器与耦合电容一起组成了宽带滤波器。现在国内一般常用的结合滤波器有 JL_1 型， JL_2 型， JL_3 型，为了增强结合滤波器的通用性，其频带范围均为40KHz—500KHz。图(10)为结合滤波器的原理接线图。 JL_1 ， JL_2 ， JL_3 型结合滤波器传输衰耗特性基本相同。



图(10)

图(11)所示为 JL_2 型结合滤波器在不同电感和电容的情况下的传输衰耗特性曲线。根据以上的分析，我们可以得出以下结论。

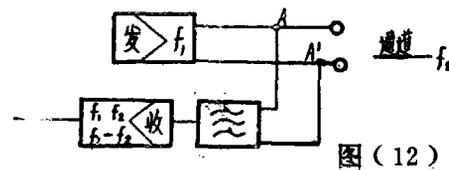
(1) 为了防止工频的串扰，结合滤波器对40KHz以下信号的传输衰耗很大，而且随频率的下降，传输衰耗急剧增大。因此从结合滤波器和阻波器的分析，可见载频为40KHz以下的电话信号是不可能传到对侧的。



图(11)

(2) 当 f 接近500KHz时，结合滤波器衰耗曲线并无明显上升趋势，衰耗值小于0.1N。所以从结合滤波器和阻波器的分析，“通话装置”载频频率在500KHz是可行的。

为了实现双工通话，并考虑到目前电力载波通讯最高工作频率达到500KHz，我们将“装置”的载频频率定为506KHz和516KHz。



图(12)

那末能否用同一频率来完成双工通话呢？由于振荡器频率稳定度的限制，双方频率总有差别。设两侧频率分别为 f_1 和 f_2 ，如图（12）所示，AA'处为本侧输出回路，由线性元件组成，所以 f_1 和 f_2 在AA'处叠加，而不产生新的频率成份。由于 f_1 和 f_2 很相近将同时进入收讯滤波器，进入收讯放大回路，作用到收讯回路的非线性元件上，而产生了多种频率成份。其中 f_1 和 f_2 的差频又刚好落在话音频段内。这个差频信号将引起接收回路哨叫不已，使通话装置无法完成双工通话。

“通话装置”不断完善和提高

“通话装置”的设计是在对收发讯机及其在电力系统的运用进行分析的基础上开始的。第一套调频制设计方案，因其使用高频保护工作波段频率，占用频带宽而没被采用。接着试制了基极调幅方式的双工通话机（载频分别为124KHz和134KHz）分别在河南和辽宁等地进行现场初次试用，通话效果较好。同样由于这套样机使用了高频保护工作波段频率（即收发讯机工作使用的40KHz—400KHz频率），“高频保护”的安全性限制了这套方案的实施。后来将载频频率移至40KHz以下即32KHz和38KHz，由于线路加工设备如结合滤波器，阻波器对信号的传输衰耗太大，使得载波电话信号很难传送到对侧。经过上述理论上的分析和实际线路的试验。载频为506KHz和516KHz自偏压集电极调幅双工通话装置已经研制成功，线路试运行情况良好。

但是“通话装置”作为一种便携式通讯工具，结构上还要改进。尤其重要的是提高“通话装置”的效率，保证“装置”长期运行，可靠通话，所以简易的单边带通话装置还有待进一步研究。