

哈尔滨工业大学

电力专业论文集

DIANLI ZHUANYE LUNWEN JI

1

1960.3

电力专业论文集

(第一集)

編輯者 哈尔滨工业大学电力专业委员会
出版者 哈尔滨工业大学科学研究处
印刷者 哈尔滨工业大学印刷厂
发行者 黑龙江省新华书店
經售处 各地新华书店

第一次印刷 1-3000 册 定价 1.80 元

1960 年 3 月出版

目 录

为我校成为世界上先进的大学作出突出的贡献……	中共电力专业支部委员会 电力专业委员会	(1)
电力线路上使用的除带滤波器式宽频带阻波器设计中的电气参数选择的商榷……	朱物华、江康和、馬国强	(3)
发电机励磁调节对补偿其参数及静态稳定的影响……	馮純伯	(19)
与系统联结的同步电机不对称运行方式的等值电路……	馮純伯	(27)
同步发电机频率特性参数及其测定法……	王耀臣	(37)
带制动特性的整流式差动继电器的试制与研究总结……	电力研究室	(59)
巨型多绕组变压器的新型差动保护装置……	吳展允、于松海、朱振亚	(71)
关于自动离子励磁的若干问题……	离子励磁工作组	(77)
某水电厂离子励磁工业试验报告(第一部分)……	离子励磁工作组	(87)
330 千伏距离保护屏及其动态模拟试验……	吳展允	(95)
三绕组变压器的过负荷能力……	戴克健	(109)
关于我国超高压电压等级的意见……	吳凤書、林良真、刘家驥	(123)
在超高压输电线上采用串联电容器补偿的经济效果……	吳凤書、林良真、刘家驥	(137)
利用引燃管作为断路器合闸电源的研究……	应銅城	(147)
小轉差法的新发展……	王耀臣	(153)
应用同步电动机提高工业企业的功率因数……	裴鍾棟	(167)

为我校成为世界上先进的大学作 出突出的贡献

中共电力专业支部委员会
电力专业委员会

哈尔滨工业大学电机系电力专业建立于 1952 年。在党的正确领导下和苏联专家的热誠帮助下，迄今已培养出七届五年制的毕业生。该专业現有发电厂、輸配电和繼电保护与系統自动化等三个教研室；三个大实验室；其中两个主要为教学服务，一个主要为科学研究服务。专业內現有教师三十名，其中党员約占50%；講師以上水平的（教授、付教授、付博士和講師）占60%—70%。現在专业內各教研室已过了教学关和科学研究关。

哈工大电力专业开展科学研究虽只有三年多的历史，但由于伟大的整风运动和教育大革命的胜利，使我們破除了迷信，解放了思想，政治挂上了科学研究之师，从而使科研工作由少数人动手、冷冷清清的局面轉变为轟轟烈烈而又踏踏实实的广大师生（特别是高年級）全动手的局面，使专业的科研工作闊步前进，取得了巨大的成績。科学研究关突破了，它的标誌是：（1）确定了为社会主义經济建設服务，从生产实际出发，以三峡为綱，以电力系统过渡过程为中心的专业科学研究方向；（2）建立了专业科研队伍，专业內60%—70%的教师参加科研工作，并划分出专职科研人员。建立了电力研究室；（3）初步的获得了研究成果。共进行过 26 項科研项目；做过 13 次学術报告；經常开展学術討論；并写出論文 27 篇。以上研究成果共分电力系统的过渡过程；发电厂及电力系統的設計、运行及新技术在其中的应用；繼电保护；电力系统自动化和高頻技术在电力系统中的应用等几个方面。所写出的論文多半是科研项目进行完了后，写出的理論分析和探討性的文章；其中有的是国家确定的科研任务，有的是和地区电业局、中心試驗所、設計院和工厂企业合作解决的生产技术問題，有的是在苏联专家指导下所写的付博士論文中的主要内容。

以上是电力专业七年来在边学习、边建設、边巩固、边提高、边过关的发展过程中，在开展科学研究工作方面的简单情况。为了响应党中央和毛主席的技术革命的号召，适应我国工农业持續全面的大跃进的形势，为了及时总结我們科学研究的成果，为了不断地提高我們的科学水平，为了向党向全国各兄弟校学各兄弟单位汇报和交流經驗，爭取各方面对我們的大力支持和帮助，为了使电力专业在我校成为世界上先进的大学中做出优异的突出的贡献，我們認為有必要将我专业在过去一段时期中的科学研究的初步成果汇编成冊，陆續发表，并定名为“哈尔滨工业大学电力专业论文集”。本集第一、二冊約有論文与报告二十五篇作为向我校校庆四十周年献礼。其中第一冊共有文章

十四篇，先期于六零年元旦定稿。

我們相信，在党的坚强的领导下和全国各兄弟单位的支持与帮助下，随着国家科学技术的不断发展和科学水平的不断提高和今后我們科研工作的开展，这份论文集一定能完成自己的任务。在伟大祖国的社会主义大跃进中，我們决心高举紅旗、力爭上游，在八年内在科学水平上赶上世界先进水平。

电力线路上使用的除带滤波器式宽频带阻波器设计中的电气参数选择的商榷

朱物华、江庚和、馬国强

簡 述

在电力线路上使用的载波频带中，除带滤波器式宽频带阻滤波器中电感的分布电容必须加以考虑，在设计时， L_1 的分布电容可以并入并联的电容 C_1 中，而表示 L_2 的分布电容的自然谐振频率 f_0 成为设计参数之一。为了保证在给定截止频率 f_2' 和 f_1' 范围内输入阻抗大于 KR ，采用了和 f_2' 与 f_1' 稍有差别的設計用的截止频率 f_2 和 f_1 ，按照 f_2 和 f_1 进行設計，就可使在 f_2' 和 f_1' 时的輸入阻抗电阻部分等于 R 。 $f_2 - f_1$ 比 $f_2' - f_1'$ 大些。这两个频率可以从給定的 f_2' 、 f_1' 、 f_0' 和电感电容的功率因数中求出。 f_0 一般可以采用在 $1.5f_2'$ 和 $2f_2'$ 间的数值为宜，大于 $2f_2'$ 的 f_0 会使扼阻频带中的頗值阻抗降低，小于 $1.5f_2$ 的 f_0 会使扼阻频带外的輸入阻抗降低得太快。末端电阻 KR 中的 K 以采用1和0.95间的数值为宜，如果 K 小于0.95，扼阻频带中的最低阻抗 KR 变得太小，如果 K 大于1，在給定的 $f_2' - f_1'$ 情况下所需的頻寬 $f_2 - f_1$ 变得大些，这就提高强流綫圈的电感 L_1 ，使所需采用的有色金属多些。

高频阻波器是連接在綫路隔离开关前的輸电綫的导綫上，其作用是阻止高频电流流入不屬於高频通道接綫以內的其他元件中去。阻波器是由强流鋁綫圈和調諧元件組成的并联諧振回路。由于高频通道的应用越来越广泛，經常需要传送多种不同頻带的訊号。在一个通道中有几个阻波器时，它們常常相互影响，使訊号失真。在現代巨型联合电力系統中，通常使用寬頻带阻波器来保証把高频通道中所需要的全部頻带扼阻住。除带滤波器式高频阻波器是寬頻带滤波器中的一种类型。下面討論設計这种滤波器时所应注意的各项。

(1) 設計的要求和方法

图1表示利用半截除带滤波器的阻波器。由于全部負載电流都流过 L_1 ，它是一个大截面的强流綫圈。在设计时首先必須使所用的电感尽可能地小，以便节省有色金属。其次， L_1 的一端联接到綫路导綫上，另一端联接到母綫的变压器上；而这种设备在載頻时的等效电抗（在低频带方面，通常是电容性）有时会抵消掉阻波器輸入阻抗的电抗部分，因而在設計时，必須使扼阻頻带內的輸入阻抗的电阻部分足够阻

止高频电流的流入到不应流入的变压器和母綫中。第三，在扼阻頻带中的輸入阻抗应当尽可能的大。这三方面是設計这种阻波器时，应当注意的技术指标。

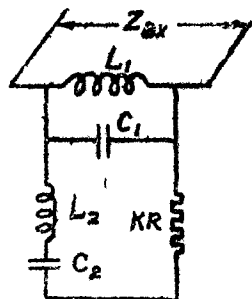


图 1

在低頻时，分布电容可以不計， L_1 、 C_1 、 L_2 、 C_2 可以按下列公式設計：

$$L_1 = \frac{R(\omega_2 - \omega_1)}{\omega_2 \omega_1}, \quad C_1 = \frac{1}{R(\omega_2 - \omega_1)}, \quad (1)$$

$$L_2 = \frac{R}{(\omega_2 - \omega_1)}, \quad C_2 = \frac{\omega_2 - \omega_1}{R \omega_2 \omega_1},$$

$$\omega_2 \omega_1 = \omega_0^2$$

其中 R 是綫路的波阻抗(一般采用800欧)， f_2 和 f_1 是給定的高低截止頻率。如果使用的段数很多，在截止頻率时，輸入阻抗的电阻部分接近于 $R=800$ 欧。在电力綫路中所使用的載波頻帶內，頻率相当高，因而 L_2 的分布电容必須加以考虑，而 L_1 的分布电容則可以并入 C_1 中。此外由于 L_1 、 L_2 、 C_1 和 C_2 都有电阻的緣故，在截止頻率时的輸入阻抗电阻部分往往小于 R 相当多。在附录1中，考虑 L_2 的分布电容（用自然諧振圓頻率 ω_0 表示）

$$L_2 = \frac{R}{\omega_2 - \omega_1} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_2 \omega_1} \right) \quad (2)$$

为了保証在給定的截止頻率 f_2' 和 f_1' 时的輸入阻抗电阻部分等于 R ，采用和 f_2' 和 f_1' 稍有不同的两个截止頻率 f_2 和 f_1 来設計（图2）。这两个設計用的 f_2 和 f_1 可以根据 f_2' 与 f_1' 和上述要求从 Z_{Bx} 式中推求出来。比較准确的办法是假设(5)式中的电阻部分等于 R ，以便从給定的 ω_0 、 u_d 、 f_2' 、 f_1' 中算出所需 u_2 （相当于 f_2' ）和 u_1 （相当于 f_1' ），最后求出 f_2 和 f_1 。但在 L 和 C 的功率因数很小（或 $(f_2 - f_1)/f_0$ 相当大）时，可以不計 u_d 而从(6)式中求出 u_2 和 u_1 ，就是从下列公式推求：

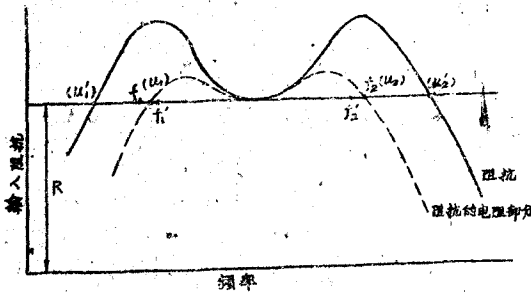


图2

相当大) 时，可以不計 u_d 而从(6)式中求出 u_2 和 u_1 ，就是从下列公式推求：

$$\frac{K}{K^2 u^2 + \left(1 - \frac{u^2}{\omega^2} \right)^2} = 1 \quad (3)$$

图3和图4表示在 $K=1$ 和 $K=0.95$ 时各种 f_0/f_1' 和 f_0/f_2' 情况下的 u_2 和 u_1 值。但如果 L 和 C 的功率因数不太小（或 $(f_2 - f_1)/f_0$ 相当小），那末 u_1 （ u_2 是在 $\omega = \omega_1$ 因而 ω_0 的影响較小， u_d 影响較大时进行計算的）的計算，除从(3)式計算外，还須从(7)中計算，就是从下列公式推求

$$\frac{u^2 u_d + K^2 u_d + K + 2K u_d^2 + u_d}{(K u + 2u u_d)^2 + (K u_d + 1 - u^2 + u_d^2)^2} = 1 \quad (4)$$

图5表示在 $K=1$ 和 $K=0.95$ 时各种 u_d 情况下的 u 值。

如果从这两个公式中所求出的 u_1 不同，那末采用它們的平均数。

在巨型电力系統中，一般还希望寬頻带阻波器在截止頻率以外的阻抗減低得慢些，这可以从在輸入阻抗等于 R 时的 u_2' 和 u_1' 中来判別，如果 u_2' 和 u_1' 的絕对值或 $u_2 - u_1'$ 較大，那末輸入阻抗就減低得慢些。

現在說明設計的方法。

從給定的 $\omega_2, \omega_1', \omega_0$ 和 R' (800 歐), 從圖 3 和圖 4 中查出 u_2 和 u_1 , 再從

$$u_2 = \frac{f_2'^2 - f_1 f_2}{f_2'(f_2 - f_1)} \quad \text{和} \quad u_1 = \frac{f_1'^2 - f_1 f_2}{f_1'(f_2 - f_1)} \quad \text{中}$$

求出 f_1 和 f_2 ; 這樣就可以算出 L_1, C_1, L_2 和 C_2 。

(2) 設計示例

給定 $f_1' = 50000$ 赫, $f_2 = 300000$ 赫, $d_L + d_C = 0.02$ 計算阻波器的電氣參數。

1) 設 $K=1$, $f_0 = 1.667$ $f_2' = 500000$ 赫。

則
$$\frac{f_0}{f_2'} = 1.667, \quad \frac{f_0}{f_1'} = 10$$

從圖 3 和圖 4 中,

$$u_2 = 0.934, \quad u_1 = -1;$$

所以

$$f_2 = 316000 \text{ 赫}, \quad f_1 = 50000 \text{ 赫};$$

$$f_\infty = \sqrt{316000 \times 50000} = 125300 \text{ 赫};$$

$$f_2 - f_1 = 266000 \text{ 赫};$$

$$L_1 = \frac{800 \times 266}{2\pi \times 50 \times 316} = 2.145 \text{ 毫亨};$$

$$C_1 = 748 \text{ 微微法};$$

$$L_2 = 0.4475 \text{ 毫亨};$$

$$C_2 = 3350 \text{ 微微法}。$$

在 f_∞ 時,
$$u_d = \frac{0.02}{(316 - 50)/125.3} = 0.00942$$

把這些數值代入 (5) 式

$$Z_{Bx} = \frac{800 \left\{ \left[1.019 + \frac{0.00942 u^2}{\left(1 - \frac{f^2}{500^2}\right)^2} \right] - j \left[\frac{u^3}{\left(1 - \frac{f^2}{500^2}\right)^2} - \frac{u}{1 - \frac{f^2}{500^2}} \cdot 1.019 u \right] \right\}}{\left[\left(1.0094 + \frac{0.00942}{1 - \frac{f^2}{500^2}}\right)^2 u^2 + \left(1.0095 - \frac{u^2}{1 - \frac{f^2}{500^2}}\right)^2 \right]}$$

其中
$$u = \frac{f^2 - f_\infty^2}{266 f}, \quad f \text{ 是頻率, 千赫。}$$

圖 6 表示 Z_{Bx} 隨頻率而變動的曲線, 其中

$$u_2 = 0.9338, \quad u_1 = -0.9946, \quad u_2' = 1.297, \quad u_1' = -1.4063。$$

如不考慮 u_d , Z_{Bx} 數值和以上算出的 Z_{Bx} 最大相差 2% 左右, 所得的 u 值也相差很小。

2) 設 $K=0.95$, $f_0 = 1.667$ $f_2' = 500000$ 赫。

從圖 3 和圖 4 中,

$$u_2=0.944, u_1=-1.0225,$$

所以 $f_2=312900$ 赫, $f_1=51100$ 赫, $f_2-f_1=261.8$ 千赫。
 $L_1=2.087$ 毫亨, $f_\infty=126.4$ 千赫。

$$u_d = \frac{0.02}{261.8/126.4} = 0.00967.$$

图 6 表示 z_{BX} 随频率而变动的曲线, 其中

$$u_2=0.9447, u_1=-1.0208, u_2'=1.307, u_1'=-1.419.$$

3) 设 $K=1, f_0=1.5f_2'=450000$ 赫,

$$\frac{f_0}{f_2'}=1.5, \quad \frac{f_0}{f_1'}=9.$$

从图 3 和图 4 中,

$$u_2=0.897, u_1=-1,$$

所以 $f_2=324300$ 赫, $f_1=50000$ 赫,
 $L_1=2.153$ 毫亨。

4) 设 $K=0.95, f_0=1.5f_2'=450000$ 赫,

$$u_2=0.925, u_1=-1.0235,$$

$$f_2=317.5 \text{ 千赫}, f_1=51 \text{ 千赫}, L_1=2.09 \text{ 毫亨}.$$

5) 在图 9 中, 设 $y_1=y_2=K=0.95$.

$$u_2=0.937, u_1=-0.975,$$

$$f_2=324.5 \text{ 千赫}, f_1=49.3 \text{ 千赫}, L_1=2.032 \text{ 毫亨}.$$

现在把许多计算结果列入下页表中。

从表中可以看出:

① 在同一 f_0 时, 把 K 从 1 减到 0.95, 为保持 250 千赫频带所需的频宽从 266 千赫减到 261.8 千赫, 从而降低了 L_1 , 并且扼阻频带中的巅值阻抗提高了 2% 左右。表示扼阻频带以外输入阻抗降低速度的 u_2-u_1' 也较大, 但频带中最低阻抗则降低 5%, 这是唯一的缺点。这种 $K=0.95$ 的情况一般宜于采用。如果把 K 高到 1.05, 所得的结果适相反, 因此, 一般不宜采用。

② 如果在图 9 中, 用 $y_1=y_2=K=0.95$ 的元件, 所需的 L_1 和 $y_1=y_2=1, K=0.95$ 时相仿, 但所需的频宽则加大, 并且输入阻抗在扼阻频带以外降低较快。因此, 一般不宜采用。

③ 如果 K 值相同, 把 f_0 从 $2f_2'$ 降低到 $1.5f_2'$, 可以提高通过频带中的一个巅值阻抗, 但所需的频宽则加大, 并且在扼阻频带以外输入阻抗的特性变坏些。因此 f_0 不宜太低, 一般应超过 $1.5f_2'$ 以上, 但 f_0 太高, 会过分地降低巅值阻抗。在 $1.5f_2'$ 和 $2f_2'$ 间的 f_0 值比较适当。

④ u_1 的绝对值比 u_2 的绝对值大些, u_1' 的绝对值也比 u_2' 的绝对值大些。这就说明输入阻抗随着 u 而降低速度在低截止频率附近要比在高截止频率附近慢些。

(3) 实验部分

把东北电力系统中旧有的单频带阻波器改成宽频带阻波器。

f_0 (千赫)	K	f_1 (千赫)	f_2 (千赫)	$f_2 - f_1$ (千赫)	L_1 (毫亨)	u_1	u_2	$u_2 - u_1$	u_2'	u_1'	$u_2' - u_1'$	扼阻頻帶中的	
												顛值阻抗 (欧)	最低阻抗 (欧)
600	1	50	307	257	2.132	-0.9945	0.9672	1.9617	1.3576	-1.4071	2.7647	13521160	800
500	1	50	316	266	2.145	-0.9946	0.9338	1.9284	1.2970	-1.4063	2.7030	14761172	800
500	0.95	51.1	312.9	261.8	2.087	-1.0208	0.9447	1.9655	1.3070	-1.419	2.7260	15071191	761
500	1.05	49.3	318.1	268.8	2.182	-0.9764	0.9237	1.9001					840
500	0.95 ($=y_1$ $=y_2$)	49.3	318.1	268.8	2.072	-0.9652	0.9214	1.8866	1.2615	-1.3575	2.6190	13971103	760
450	1	50	324.3	274.3	5.153	-1	0.8970	1.8970					800
450	0.95	51	317.5	266.5	2.09	-1.0206	0.9108	1.9314	1.2467	-1.423	2.6697	16041184	760

使用的鋁圈 L_1 的数据如下:

導線截面 314.16 平方毫米
 綫圈外直徑 450 毫米, 长 730 毫米,
 工作电流 600 安,
 工頻电阻 0.035 欧。

$L_1 = 106$ 微亨, 分布电容 (并入 C_1) = 64 微微法,

$d_L + d_C$ (在 154 千赫时) = 0.0134。

先从这个 L_1 以及和原来設計数值接近的頻率 $f_\infty = 154$ 千赫, 算出 $f_2 = 164.2$ 千赫, $f_1 = 144.44$ 千赫, $C_1 = 10150$ 微微法, $C_2 = 166$ 微微法, L_2' (在 154 千赫时) = 6450 微亨, 实测的 L_2 自然諧振頻率 $f_0 = 289.3$ 千赫。在 154 千赫时的 L_2 功率因数假設和 L_1 的相等, 所多余的 L_2 的电阻并入和 L_2 串联的末端电阻中, 使总电阻等于 $KR = 800$ 欧 ($K=1$)。在这个阻波器中

$$u_d = \frac{0.0134}{\left(\frac{154^2 - 144.44^2}{154 \times 144.44} \right)} = 0.1044.$$

把从上面这些数据所算出的輸入阻抗和实测結果都表示在图7上。从图7中可以看出, 在巔值附近一带, 这两种結果有些差別, 但在截止頻率左近則很接近。巔值附近的差別是由于 L_2 的电阻变动規律 (集肤效应等) 相当复杂, 因而未能全部包括在計算式中的緣故。在这个例子中, 虽然 L_1 的功率因数不大, 但因为 $\frac{f_2 - f_1}{f_0}$ 較小, 所得的 u_d 相当大。从計算中可以看出, $u_d = 0$ 时的 Z_{BX} 比起 $u_d = 0.1044$ 时的 Z_{BX} , 要大 3%~22%, 巔值的差別最大。从实验和計算, 可以得出 $u_1 = -0.9482$, $u_2 = 0.9404$, $f_2' = 163.7$ 千赫 $f_1' = 145$ 千赫, $u_2' = 1.339$, $u_1' = -1.344$

按照 $\frac{f_0}{f_2'} = \frac{289.3}{163.7} = 1.767$ 和 $\frac{f_0}{f_1'} = \frac{289.3}{145} = 1.995$

从图3和图4中得出的結果是 $u_2 = 0.948$, $u_1 = -0.97$, u_2 和实验結果相差很少, 但 u_1 相差較大。按照 $u_d = 0.1044$, 从图5中所得的結果是 $u = \pm 0.926$ 。因此在 u_1 方面可以使用这两种結果的平均数, 就是

$$u_1 = -\frac{1}{2} (0.97 + 0.926) = -0.948.$$

(4) 結 論

1) 在除帶滤波器式阻波器中, 为了保証在給定截止頻率 f_2' 和 f_1' 的范围內的輸入阻抗部分不小于 KR , 在設計时使用設計用的截止頻率 f_2 和 f_1 , 以便保証在 f_2' f_1' 时輸入阻抗电阻部分等于 R 。如果 L 的功率因数很小 (或相对頻寬較大), 这两个頻率可以按 f_2' 、 f_1' 以及 L_2 的自然諧振頻率 f 。从图3和图4中求出。如果功率因数較大 (或相对頻寬較小), 那末在 u_1 方面也需要用和功率因数有关的 u_d 从图5中推求, 而取这两种数值的平均值。

由于分布电容的关系, L_2 和 f_2 、 f_1 与 f 。有下列关系:

$$L_2 = \frac{R}{\omega_2 - \omega_1} \left(1 - \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2} \right)$$

2) 有了 L_2 的分布电容, 可以提高扼阻频带中的巔值阻抗, f_0 一般以采用 $1.5f_2' \sim 2f_2'$ 之間的数值为适宜, 如果 $f_0 < 1.5f_2'$, 那末輸入阻抗在扼阻頻帶外会降低太快; 如果 $f_0 > 2f_2'$, 巔值阻抗的提高不太显著。

3) 所采用的末端电阻可以采用 $0.95R$ 和 R 間的数值, 这样, 一方面不降低扼阻頻帶內的最低阻抗, 另一方面在給定的 $f_2' - f_1'$ 情況下, 所需的設計頻帶寬度 $f_2 - f_1$ 可以不致太高, 从而減小所需的 L_1 。

4) 在相对頻帶寬度 $\left(\frac{f_2 - f_1}{f_0}\right)$ 很大时(例如設計中的例子), 因为 u_a 很小的緣故, L 和 C 的功率因数的影响很小, 但如果相对頻寬很小, 例如在实验的例子中, L 和 C 的功率因数对于所需的頻寬 $(f_2 - f_1)$ 以及巔值阻抗都有影响。

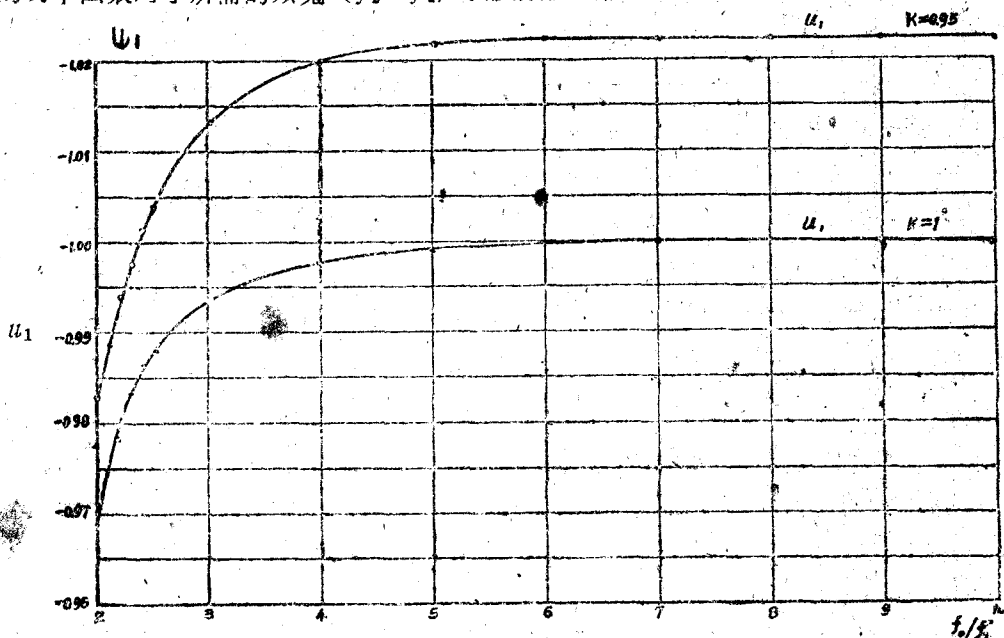


图 3

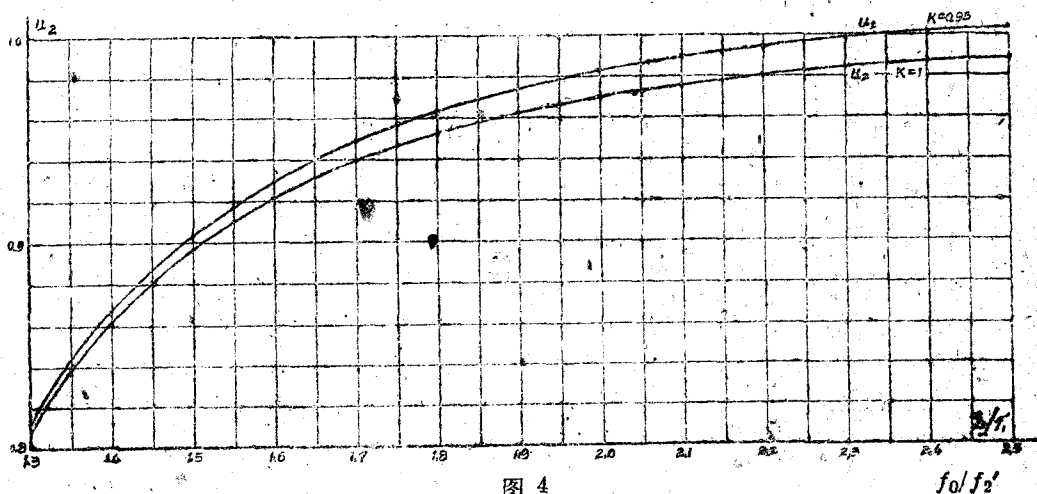


图 4

5) 在扼阻頻帶內的 f_0 附近，滤波器的輸入阻抗基本上是电阻，其数值等于或稍大于 KR 。在从 u_2 到 u_2' 的扼阻頻帶以外的頻率範圍內，輸入阻抗大于或等于 R ，而其电阻部份則小于 R ，其电抗部份是电容性的。如果可以肯定，联接到发电厂母綫上的設備（如变压器等），在該頻段的載波阻抗是电容性，因而不会抵消輸入阻抗的电抗部份，那末可以考虑把截止頻率 f_2 延长到相当于 u_2' 时的頻率，該时滤波器的輸入阻抗等于 R 。这样一来，相对頻帶宽度就从 $u_2 - u_1$ 增加到 $u_2' - u_1$ 。在这种情况下， L_2 的自然諧振頻率 f_0 也应当提高。

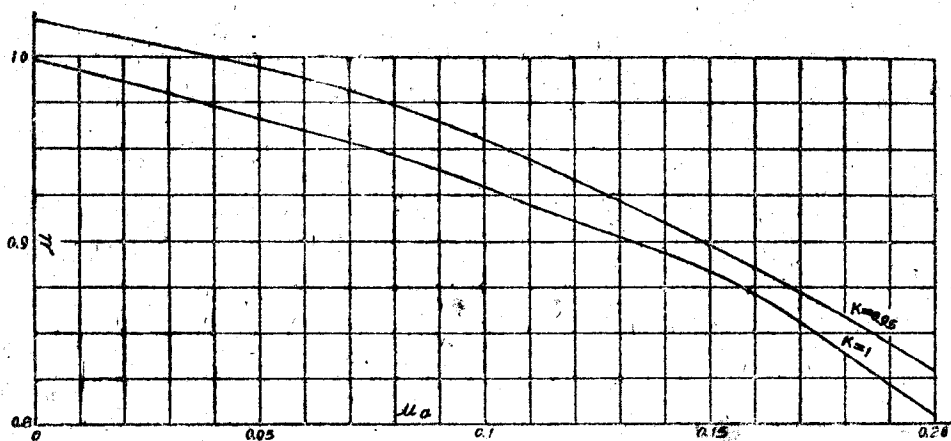


图 5

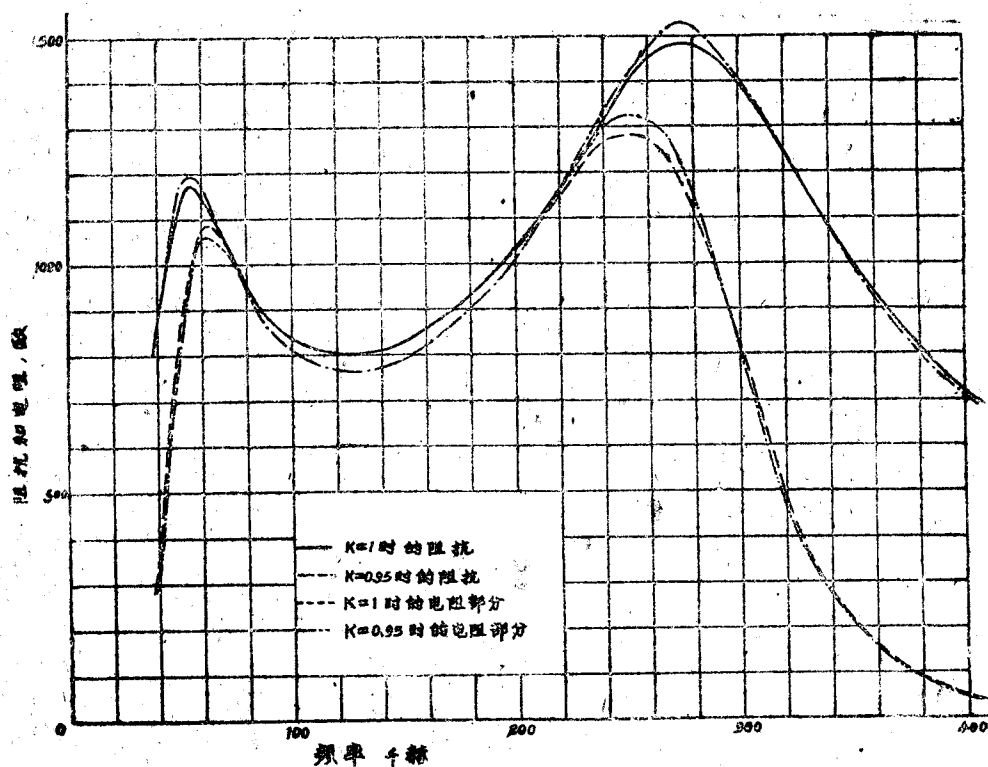


图 6

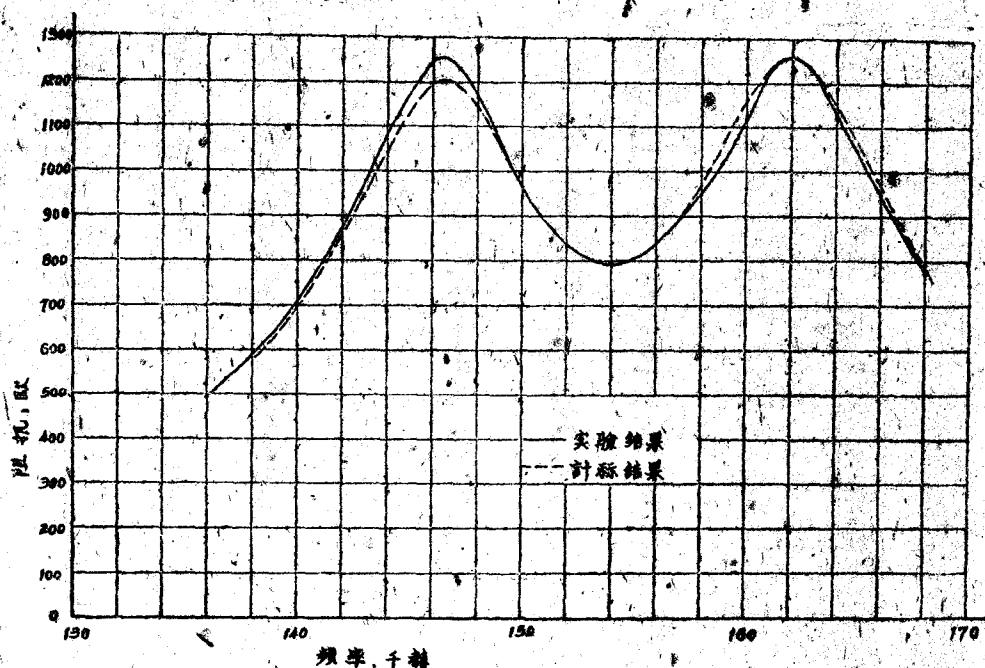


图 7

附 錄 1

图 8 表示一个半段除带滤波器, 其中 C_0 是 L_2 的分布电容, 而 L_1 的分布电容则包括在 C_1 中。

R_2 、 L_2 和 C_0 的等效阻抗是

$$R_2' + j\omega L_2' = \frac{R_2}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2} + j \frac{\omega L_2}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$$

其中 ω_0 是 L_2 的自然谐振圆频率

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_0}}, \quad L_2 = \frac{R}{\omega_2 - \omega_1} \left(1 - \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}\right).$$

设 $f_\infty = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$, 并且在 f_∞ 时,

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2' C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{R}{\omega_2 - \omega_1} C_2}} = f_\infty.$$

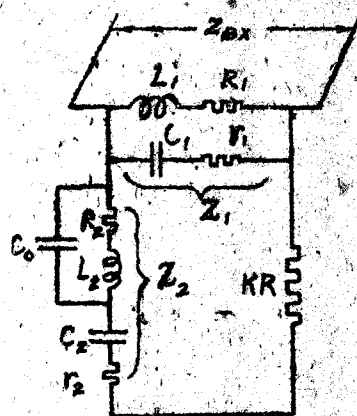


图 8

又设 C_1 和 C_2 的功率因数 d_c 相等, L_1 的功率因数 d_L 在 f_∞ 时等于 L_2' 的功率因数 d_L' 。如果这个滤波器的高低截止频率为 f_2 和 f_1 , 则

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{R(\omega_2 - \omega_1)}{\omega_2 \omega_1}, & C_1 &= \frac{1}{R(\omega_2 - \omega_1)}, \\ L_2 &= \frac{R}{\omega_2 - \omega_1} \left(1 - \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}\right), & C_2 &= \frac{\omega_2 - \omega_1}{R \omega_2 \omega_1}, \end{aligned} \quad (2)$$

$$\omega^2_{\infty} = \omega_2 \omega_1.$$

应用这些公式，可以求出 Z_1 、 Z_2 和输入阻抗 Z_{Bx} 如下：

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{(R_1 + j\omega L_1) \left(r_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right)}{R_1 + r_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{j\omega L_1 (1 - jd_L) (1 + jd_C)}{1 - \frac{\omega_2}{\omega_{\infty}^2} + j \left(d_C + d_L \frac{\omega^2}{\omega_{\infty}^2} \right)} \\ &= \frac{j\omega (1 + j(d_C - d_L))}{1 - \frac{\omega_2}{\omega_{\infty}^2} + j \left(d_C + d_L \frac{\omega^2}{\omega_{\infty}^2} \right)} \cdot \frac{R(\omega_2 - \omega_1)}{\omega_{\infty}^2} \\ &= \frac{[1 + j(d_C - d_L)]R}{j(u - ju_d)} = \frac{R}{j(u - ju_d)} \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} \frac{\omega}{\omega_{\infty}} \frac{\omega_{\infty}}{\omega}, \quad u_d &= \frac{\frac{\omega}{\omega_{\infty}} d_L + \frac{\omega_{\infty}}{\omega} d_C}{\frac{\omega_{\infty}}{\omega_1} \frac{\omega_1}{\omega_{\infty}}}, \\ \frac{\omega_{\infty}}{\omega_1} \frac{\omega_1}{\omega_{\infty}} &= \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_{\infty}} = \text{相对频带宽度。} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Z_2 &= \frac{R_2}{\left(1 - \frac{\omega_2}{\omega_0^2}\right)^2} + j \frac{\omega L_2}{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} + r_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \\ &= \frac{1}{j\omega C_2} \left\{ 1 - \frac{\omega^2 L_2 C_2}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} + j \left[d_C + d_L' \frac{\omega^2}{\omega_{\infty}^2} \cdot \frac{\left(1 - \frac{\omega_{\infty}^2}{\omega_0^2}\right)}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)} \right] \right\} \\ &= jR \left\{ \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \cdot \frac{\frac{\omega}{\omega_{\infty}} \frac{\omega_{\infty}}{\omega}}{\frac{\omega_{\infty}}{\omega_1} \frac{\omega_1}{\omega_{\infty}}} - j \frac{1}{\frac{\omega_{\infty}}{\omega_1} \frac{\omega_1}{\omega_{\infty}}} \left[\frac{\omega_{\infty}}{\omega} d_C + \frac{\omega}{\omega_{\infty}} d_L' \frac{\left(1 - \frac{\omega_{\infty}^2}{\omega_0^2}\right)}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)} \right] \right\} \\ &= jR \left[\frac{u}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} - ju_d' \right] \end{aligned}$$

其中

$$d_L' = \frac{R_2'}{\omega L_2'} = d_L, \quad u_d' = \frac{\frac{\omega_{\infty}}{\omega} d_C + \frac{\omega}{\omega_{\infty}} d_L' \frac{\left(1 - \frac{\omega_{\infty}^2}{\omega_0^2}\right)}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}}{\frac{\omega_{\infty}}{\omega_1} \frac{\omega_1}{\omega_{\infty}}}$$

所以 输入阻抗

$$\begin{aligned} Z_{Bx} &= \frac{Z_1(Z_2 + KR)}{Z_1 + Z_2 + KR} = \frac{R \left\{ \frac{u}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} - j(K + u_d') \right\}}{K(u - ju_d) - j + j(u - ju_d) \left(\frac{u}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} - ju_d' \right)} \end{aligned}$$

$$R \left\{ \left[\frac{u^2 u_d}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2} + K^2 u_d + K + 2K u_d u_d' + u_d' + u_d u_d'^2 \right] - \right. \\ \left. = \frac{\left\{ \left[K u + \frac{u u_d}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} + u u_d' \right]^2 + \right. \right. \\ \left. - j \left[K^2 u_d + 2K u u_d' + u u_d'^2 - \frac{u}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} + \frac{u^3}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2} \right] \right\}}{\left. + \left[K u_d + 1 - \frac{u^2}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} + u_d u_d' \right]^2 \right\}$$

一般情况下，在計算輸入阻抗时， u_d' 和 u_d 随着頻率的变动可以不計（ u_d 和 u_d' 随頻率增长，在設計的例題中，在高截止頻率 f_2 左近， u_d' 和 u_d 比在 f_∞ 时增加一、二倍。按这种 u_d 和 u_d' 所計算的結果（ u_2 和 顛值阻抗），比起采用 f_∞ 时使用的恒值 u_d 来相差不过 1% 左右），使用 f_∞ 时的 $u_d = u_d'$ ，这样就得到下列公式

$$Z_{bx} = R \left\{ \left[\frac{u^2 u_d}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2} + K^2 u_d + K + 2K u_d^2 + u_d \right] \right. \\ \left. - j \left[K^2 u + 2K u u_d + u u_d^2 - \frac{u}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} + \frac{u^3}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2} \right] \right\} / \\ \left\{ \left[K u + \frac{u u_d}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \right]^2 + \left[K u_d + 1 - \frac{u^2}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} + u_d^2 \right]^2 \right\} \quad (5)$$

如果和功率因数有关的 u_d 很小而不計，那末

$$Z_{bx} = R \left\{ K - j u \left[K^2 - \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} + \frac{u^2}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2} \right] \right\} / \left[K^2 u^2 + \left(1 - \frac{u^2}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}\right)^2 \right] \quad (6)$$

如果 L^2 的分布电容可以不計， $\omega_0 \rightarrow \infty$ ，那末

$$Z_{bx} = \frac{R \{ [u^2 u_d + K^2 u_d + K + 2K u_d^2 + u_d] - j [K^2 u + 2K u u_d + u u_d^2 - u + u^3] \}}{[K u + 2u u_d]^2 + [K u_d + 1 - u^2 + u_d + u_d^2]^2} \quad (7)$$

如果 u_d 以及 L_2 的分布电容都可以不計，那末

$$Z_{bx} = \frac{R [K - j (K^2 u - u + u^3)]}{K^2 u^2 + (1 - u^2)^2} \quad (8)$$

附 錄 2

在图 9 中，設 Z_1 和 Z_2 的分布电容和功率因数 都可以不計，那末

$$Z_1 = \frac{R}{j u}, \quad Z_2 = j R u.$$

$$Z_{BX} = \frac{y_1 R}{ju} (KR + jy_2 R u) \\ = \frac{R \left(K + jy_2 u + \frac{y_1}{ju} \right)}{ju} \\ = R \frac{K y_1^2 + j y_1 [u (y_1 y_2 - y_2^2 u^2) - K^2 u]}{(y_1 - y_2 u^2)^2 + K^2 u^2}$$

設

$$\frac{Z_{BX}}{R} = r + jx,$$

$$r = \frac{K y_1^2}{(y_1 - y_2 u^2)^2 + K^2 u^2}.$$

$$\frac{dr}{dK} = 0 = y_1^2 [(y_1 - y_2 u^2)^2 + K^2 u^2] - 2K^2 y_1^2 u^2$$

$$\therefore (y_1 - y_2 u^2)^2 = K^2 u^2.$$

最大的 r 是

$$r_{MK} = \frac{K y_1^2}{2K^2 u_M^2} = \frac{y_1^2}{2K u_M^2}.$$

并且

$$y_2 = \frac{y_1 - K u_M}{u_M^2} = \frac{y_1 - K \sqrt{\frac{y_1}{2r_{MK} K}}}{\frac{y_1^2}{2r_{MK} K}} = \frac{2Kr_{MK} - K\sqrt{2Kr_{MK}}}{y_1}$$

这些式子表示在 K 变动时的 y_1 、 y_2 、 K 和 r_{MK} 的关系。

代入原式

$$r = \frac{K y_1^2}{\left[y_1 - \frac{2Kr_{MK} - K\sqrt{2Kr_{MK}}}{y_1} u^2 \right]^2 + K^2 u^2}$$

設 $r=K$ ，可以求出相应的 u_K 如下：

$$u_K^2 = y_1^2 \left[\frac{2(2Kr_{MK} - K\sqrt{2Kr_{MK}}) - K^2}{(2Kr_{MK} - K\sqrt{2Kr_{MK}})^2} \right].$$

变动 $\sqrt{r_{MK}}$ 使 u_K^2 最大，可以得出 $\sqrt{2Kr_{MK}} = 1.618K$ ，

$$r_{MK} = 1.309K, \quad u_K^2 = \frac{y_1^2}{K^2}, \quad \text{代入上式}$$

$$y_1 y_2 = K^2 \quad (9)$$

如果 $y_1 = y_2 = 0.95$ ，那末 $K = 0.95$ 。

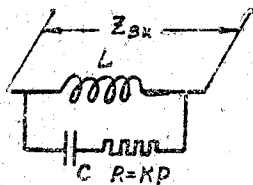


图 10

附 錄 3

并联谐振回路式宽带阻波器的設計方法。

并联谐振回路式宽带阻波器，系由强流线圈 L 与电容器电阻串联支路并联所組成，如图10所示。 L 的分布电容影响很小，可以不計，則阻波器的輸入阻抗 z_{BX} ，可由下式計算

$$z_{BX} = \frac{K \rho u^4 + j \rho [1 + K^2 u^2 - u^2]}{(1 - u^2)^2 + K^2 u^2} = r + jx \quad (10)$$

其中

$$u = \frac{\omega}{\omega_{\infty}}, \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \omega_{\infty} = \frac{1}{\sqrt{CL}}.$$