

## § 8 - 3 - 1 概 述：

中頻放大器的任务是放大由混頻器送来的中頻信号，使之达到检波器正常工作所需要的数值。

把天线接收信号的载波频率由射頻轉变到某一較低的固定的中頻来放大，这是超外差式接收机区别于其他型式接收机的主要标志。为什么要采取这种办法来接收信号呢？这是因为在频率很高的射頻（雷达中为特高频或超高频）放大信号比在中頻放大信号困难得多，例如不容易得到高的放大量，容易产生自激振荡，放大电路和设备复杂，噪声增大等等。而把信号载頻变成中頻，就容易实现满意的放大。其次，中頻频率是固定的，不随信号载頻的改变而改变，因此在中頻放大信号就可以采用固定调諧的放大器，使电路结构和接收机的调諧大大简化。此外，中頻放大器比较容易得到高的选择性，（虽然在雷达接收机中这点并不重要），因此不但在雷达接收机中，而在其他无线电接收设备中也极为普遍地采用超外差式接收方案。

## 一、指 标：

中頻放大器是超外差式接收机的要害部分，接收机的主要质量指标如灵敏度、选择性、通頻带等等很大程度上都取决于中頻放大器的性能。现将中頻放大器的主要指标分述如下：

(1)中心频率  $f_0$ ：所谓“中頻”，是一个相对概念。不同用途的接收机，有不同的中頻数值。例如我国的调幅广播接收机，其中頻为 465 KC；调幅通信接收机，其中頻为 10.7 MC；调幅电视接收机，其中頻为 30 MC；而脉冲调幅制雷达接收机，其中頻选在 15-

100MC之间，雷达中频数值是考虑下面几点而选择的：

若把中频增高，则：

1. 会改善接收机本机振荡器频率自动微调设备工作，因为如果中频增高，则由发射机和本机振荡器频率不稳所造成的中频偏移的相对值减小，所以对自动频率微调（跟踪）设备的精度要求可以降低。

2. 能增大接收机对于像频通道的选择性。因为镜像频率等于信号频率加上两倍中频，故中频越高，则镜像频率与信号频率相隔越远。

3. 当中频改变及脉冲相位关系改变的时候，能减少输出脉冲宽度及重复周期的变化。

4. 在检波器输出端，更容易把视频信号和中频分量分开。

若把中频降低，则：

1. 能减小晶体管结电容的参差对中频放大器通频带及增益的影响，（因这时谐振回路的电容较大），这样在生产及运用上就少些麻烦。

2. 晶体管内部反馈减弱，因而中频放大器工作稳定，不易自激。

3. 可以降低中频放大器的噪声系数，这特别对前置中放有利。

4. 对晶体管特征频率  $f_T$  及其他参数的要求可以降低。

现在我国雷达接收机的中频一般选在 30MC，或 60MC。

(2)增益：

在保容一定的输出信噪比（识别系数 D）的前提下，中频放大器的增益越高，则接收机越灵敏，故中频放大器的增益是一个重要指标。

在 8-1 节中已经谈到，一般厘米波段雷达接收机中频放大器的增益应在 100 - 110dB 范围。

为了保容整机灵敏度，除了要求中频增益足够大外，还要求中频放大器的内部噪声小，特别对中频放大器的输入级要求特别严格。所

以中頻放大器一般分为級联的两部分，第一部分称为前置中放級，第二部分称为主中放級。前置中放級的主要指标是噪声系数，而对其增益无高要求，一般电压放大倍数不大于 30—40 倍（約 30 db），放中頻放大器的增益主要由主中放級担負，一般电压放大倍数应达  $10^4$  倍（80db）。

中頻增益过小或过大都是不好的。中頻增益过小会使检波器工作点处于晶体二級管检波特性曲线的弯曲部分，导致弱有用信号的电压傳輸系数小，强干扰信号的电压傳輸系数大，因而信号噪声比变坏。若中頻增益过大，当强信号或强干扰信号来到时，可能使中頻放大器末級或示波管过载。

中頻放大器所适应的信号范围称为它的“动态范围”。当信号太强时，末級晶体管的电流趋于饱和，所以中頻放大器的输出电压趋于饱和，即中頻放大器有一定的“动态范围”，我們要求此范围大。为了增大动态范围，防止中頻放大器在强信号下饱和（或称阻塞），常应用一套自动增益控制电路。目前，已成功地运用了对数特性放大器，这种放大器的动态范围可做得很寬。

### (3) 通頻带

接收机通頻带不够寬，会造成接收波形失真，使雷达测距精度和距离分辨力降低。接收机中頻放大器的通頻带主要取决于主中放級。中頻放大器的通頻带应选择得使整个接收机的通頻带等于我們要求的数值。

如前所述，雷达接收机中頻放大器的通頻带按下列两式选取：

$$\text{高灵敏接收机：} B_s = \frac{1}{\tau} + \Delta f_x$$

$$\text{高測距精度接收機：} B_S = \frac{0.7 \sim 0.9}{t_R} + \Delta f_x$$

在上兩式中  $B_S$  為中頻放大器的通頻帶

$\tau$  為脈沖寬度（微秒）

$t_R$  為脈沖前沿上升時間（微秒）

$\Delta f_x$  為中頻偏移值（兆周），由發射機和本機振盪器頻率不穩引起。

例：某導航雷達，脈沖寬度  $\tau = 0.1 \mu s$ ，則中頻放大器通頻帶  $B_S$  至少應為  $\frac{1}{\tau} = 10 \text{ MC}$ 。

(4) 選擇性應足夠高。

(5) 工作穩定性高，不應有自激。

主中級增益高，級數多，自激危險主要在這裡應採取穩定措施，包括選擇內反饋小的管子，使級間失配，布線恰當和加接中和電路等。

(6) 噪聲系數小：

接收機噪聲系數越小，則可以接收的最小信號越弱，因而靈敏度越高。

接收機的噪聲系數主要取決於高放級、混頻級和前置中放級。因此對於前置中放級，噪聲系數是其主要指標。在設計與製作時，應當慎重選擇低噪聲管，恰當地確定其偏置點，線路形式宜用共發——共基電路。

現在雷達接收機，中頻放大器的噪聲系數應在 6-7db 以下。

除上述指標外，還要求中頻放大器便於自動增益控制，自動增益控制對中頻特性影響要小，中頻特性受晶體管參數、電源、溫度、

湿度的变化和机械震动的影 响小，级数、体积和重量最小，制造及调 谐简单等等。

## 二、型式

中频放大器电路主要由晶体管和 LC 调谐回路组成，中频放大器的中心频率、增益、通频带、选择性等等都取决于 LC 调谐回路。

雷达接收机的中频放大器属于宽频带的中频放大器，其通频带要求甚至 达  $10\text{MC}$  以上。为了得到宽频带，有如下几种方案：

(1) 单调谐：放大器由多级组成，每一级有一个调谐在中频的简单并联谐振回路。如图 8-3-1 所示。由于级数越多，总的通频带越窄，所以为了得到足够宽的频带，每一回路的 Q 值必须做得很低。

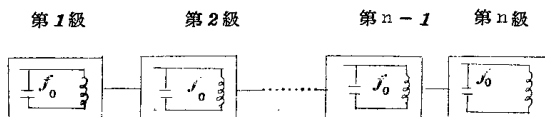
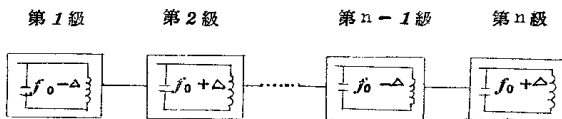


图 8-3-1 多级单调谐方案

(2) 参差调谐：把多级中频放大器的各级，有意识地分别调谐在中频附近的不同频率，利用总增益是各级增益相乘这一点，使总的通频带展宽。图 8-3-2 是取参差调谐方案，图 8-3-3 是三参差调谐方案。



3-5 图 8-3-2 双参差调谐方案

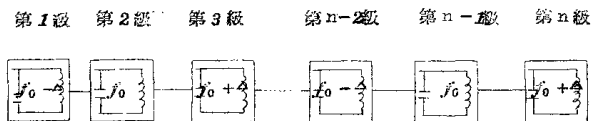


图 8 - 3 - 3 三参差调谐方案

(B) 双调谐：各级放大器都调谐在中频，但每级的调谐回路不是单一的 并联谐振回路，而是由两个单回路构成的耦合谐振回路，如图 8 - 3 - 4 所示。适当地选择两回路的耦合度，可得到满意的展宽的频带。

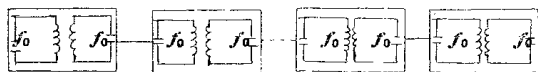


图 8 - 3 - 4 双调谐方案

以上各种多级中频放大器的谐振曲线如图 8 - 3 - 5 所示

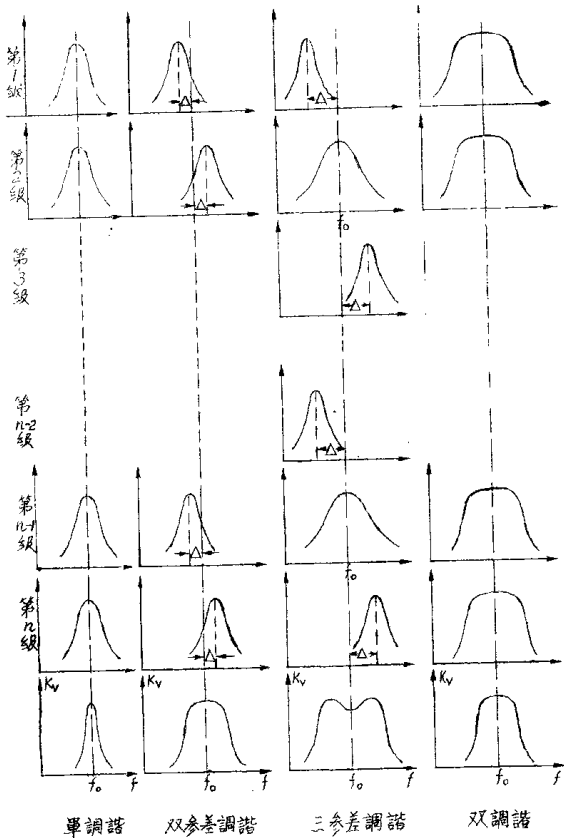


图 8-3-5 多級中頻放大四調諧方案

每一种多级中放电路都有自己的优点和缺点，设计时应根据使用要求，按最重要的性能指标来选择电路。

单调谐中频放大器，其选择性最差，通频带最窄，这是它的主要缺点，一般只用在通频带  $B_S \leq 3\text{MC}$ ，电压增益  $K_V \leq 10^5$  (100db) 的场合，例如广播接收机中放级中心频率  $f_0 = 465\text{KC}$ ，绝对通频带  $B = 20\text{KC}$ ，相对通频带  $\frac{B}{f_0}$  不到 5%，所以可用单调谐的中频放大器。单调谐中频放大器的主要优点是调谐简便，参数稳定性最好。

双参差调谐和双调谐中频放大器，在增益足够高的条件下，频带也较宽，即增益频宽积  $K_V \cdot B_S$  较大，而且谐振曲线形状接近于矩形，有很好的选择性。一般用在  $3\text{MC} \leq B_S \leq 8\text{MC}$  的场合，例如电视接收机中。把双调谐中频放大器与双参差调谐中频放大器相比，前者选择性和参数稳定性好，但调谐比较麻烦。双参差调谐中频放大器调谐较便，但选择性差些，参数稳定性也不好。

三参差调谐中频放大器，频带最宽，增益频宽积  $K_V \cdot B_S$  最大，选择性也很好。缺点是参数稳定性较差，调谐较烦。一般只用在  $B_S \geq 8\text{MC}$  的场合，例如雷达接收机中。

上述分类也不是绝对的，要看具体应用要求而定。例如，许多广播接收机也用双调谐中频放大器，一些雷达接收机也用双参差调谐中频放大器等等。可以在同一个接收机中，混合使用上述各种调谐方案。

就晶体管的接法来看，中频放大器常用共发和共发——共基两种接法。

以下各节，将首先分析共发接法的单调谐，双调谐和参差调谐的中频放大器，然后讨论共发——共基中频放大电路和对数中放电路，最后介绍雷达接收机中频放大器的实例。



### § 8 - 3 - 2 单调谐中频放大器

使用一个 LC 并联谐振回路作为放大器集电极负载的中频放大器，称为单调谐放大器，典型的单调谐中频放大器的原理电路如图 8 - 3 - 6 所示。

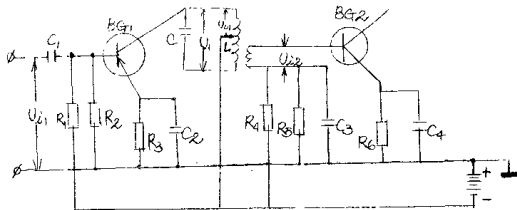


图 8 - 3 - 6 单调谐中频放大器

在上图中，各元件作用如下： $C_1$  是耦合电容，通过它，信号加到放大管 BG1 基极上。 $R_1$ ， $R_2$  是直流偏置电阻， $R_2$  的作用是引进直流负反馈，稳定 BG1 的直流工作点。 $C_2$  是交流旁路电容，如果不接，则  $R_2$  也造成交流负反馈，（有时，为了改善放大器特性，要利用这一交流负反馈。）电容器  $C$  与电感线圈  $L$  构成的并联谐振回路作为晶体管 BG1 的集电极负载，它调谐在放大器的中心频率。 $LC$  调谐回路与本级晶体管、下级晶体管用自耦变压器——变压器型式耦合。这样连接的目的是为了削弱晶体管输出、输入导纳对  $LC$  回路品质因数，谐振频率，谐振阻抗的影响，同时适当选择初级线圈抽头点的位置和初次级线圈的匝数比，可使后级晶体管与前级匹配，以达到最大的功率增益。

必须指出，中频放大器的极间耦合方式很多，不过图 8 - 3 - 6 所示的自耦变压器——变压器型式是最常用的型式。

### 一、通頻帶与选择性

单调諧中頻放大器的通頻帶和选择性决定于 LC 調諧回路，下面的分析将要指出，起主要作用的是 LC 回路的有載品質因數，并給出相应的设计公式。

对于图 8-3-6，可画出如下的等效电路。

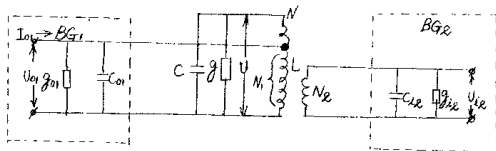


图 8-3-7 单调諧中頻放大器的負載网络

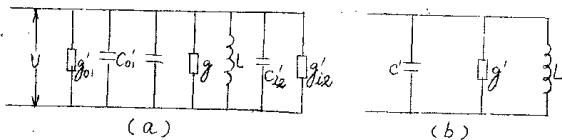


图 8-3-8 单调諧中頻放大器折算至 LC 兩端的負載网络

图 8-3-7 中， $g_{01}$ 、 $C_{01}$  分别是  $BG_1$  的输出电导和输出电容。 $g_{L2}$ 、 $C_{L2}$  分别是  $BG_2$  的输入电导和输入电容。 $g$  是 LC 回路本身的諧振电导（即 LC 回路在諧振时所显现等效电导），它与 LC 回路的固有品質因數（空載品質因數） $Q_0$  有如下的关系：

$$g = \frac{1}{Q_0 \omega_0 L} \quad (8-3-1a)$$

$$Q_0 = \frac{1}{g \omega_0 L} \quad (8-3-1b)$$

图 8-3-8 (a) 是把两晶体管的导纳参数都折算到 LC 回路两端，这样做的目的是为了得到一个化简的电路(图 8-3-8 b)。

图中，

$$g'_{01} = n_1^2, g_{01} \quad (8-3-2)$$

$$C'_{01} = n_1^2 C_{01} \quad (8-3-3)$$

$n_1$  是自耦变压器抽头部分匝数  $N_1$  与总匝数  $N$  的比值，即

$$n_1 = \frac{N_1}{N} \quad (8-3-4)$$

$$g'_{s2} = n_2^2 g_{s2} \quad (8-3-5)$$

$$C'_{s2} = n_2^2 C_{s2} \quad (8-3-6)$$

$n_2$  是变压器次级匝数  $N_2$  与初级匝数  $N$  的比值，即

$$n_2 = \frac{N_2}{N} \quad (8-3-7)$$

$$g' = g'_{01} + g + g'_{s2} \quad (8-3-8)$$

$$C' = C'_{01} + C + C'_{s2} \quad (8-3-9)$$

$C'$  是考虑晶体管的影响时，负载网络的等效总电容，它与电感  $L$  共同决定中频放大器的中心频率  $f_0$ ：

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L C'} \quad (8-3-10)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C'}}$$

$g'$  是考虑晶体管的影响时，负载网络的等效总电导，它决定 LC 回路的有载品质因数  $Q_L$

$$Q_L = \frac{1}{g' \omega_0 L} \quad (8-3-11)$$

对于图 8-3-8 (b) 所示简单谐振电路，令其等效导纳为  $Y'$

$$Y' = g' \left[ 1 + j Q_L \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]$$

$$\frac{|Y'|}{g'} = \sqrt{1 + Q_L^2 \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2} \quad (8-3-12)$$

式 (8-3-12) 表示中频放大器负载网络的等效导纳随频率的变化关系，可绘成图 8-3-9

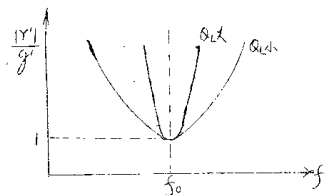


图 8-3-9 单谐振回路的导纳谐振曲线

因放大器的电压增益与负载阻抗成正比，与负载导纳成反比，所以中频放大器增益与频率的关系如式 (8-3-13) 和图 8-3-10 所示。

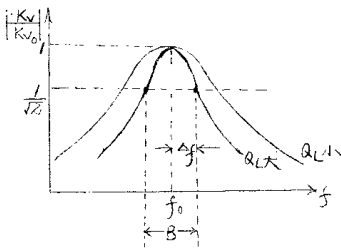


图 8-3-10 单调谐  
中频放大器的频率响应  
曲线

$$\frac{|K_V|}{K_{V_0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}} \quad (8-3-13)$$

式 (8-3-13) 中,  $K_V$  表负载网络失谐时, 中频放大器的电压增益,  $K_{V_0}$  表负载网络谐振时中频放大器的电压增益。

中频放大器的通频带和选择性好坏可由负载网络谐振曲线的尖锐程度看出。若谐振曲线越尖锐, 则选择性越好, 而通频带越窄。反之, 谐振曲线越平坦, 则选择性越差而通频带越宽。所以我们要研究谐振曲线的形状。

选择性的定义: 频率偏离谐振点  $\pm \Delta f$  时, 放大器增益下降的倍数 (或分贝数)。放大器增益由最大值下降的倍数 (或分贝数) 称为衰减量, 用 A 表示。

$$A = \frac{K_{V_0}}{K_V} = \sqrt{1 + Q_L^2 \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}$$

因为  $f_0 \approx f$

$$f + f_0 \approx 2f_0$$

$$f - f_0 = \Delta f$$

故 
$$\frac{f - f_0}{f_0} \frac{f - f_0}{f} = \frac{f^2 - f_0^2}{f f_0} = \frac{(f + f_0)(f - f_0)}{f f_0} = \frac{2\Delta f}{f_0}$$

$$A = \frac{K_{V_0}}{K_V} = \sqrt{1 + \left(Q_L \frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2} \quad (8-3-14a)$$

或 
$$A = 20 \lg \sqrt{1 + \left(Q_L \frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2} = 10 \lg \left[1 + \left(Q_L \frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2\right]_{\text{dB}}$$

由式(8-3-14)和图 8-3-10 可见, 对于给定的频率偏移量  $\Delta f$ , 负载网络的有载品质因数  $Q_L$  越高, 则谐振曲线越尖锐, 衰减量  $A$  越大, 即中频放大器选择性越好。

在设计时是根据对选择性的要求, 即给定  $\Delta f$  和  $A$  值选取满足此选择性的  $Q_L$  值, 这时,  $Q_L$  按下式计算。

$$Q_L \geq \frac{f_0}{2\Delta f} \sqrt{A^2 - 1} \quad (8-3-15)$$

通频带的定义: 放大器增益降到最大值的  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  时, 谐振曲线所占据的频率范围, 即衰减量  $A = \sqrt{2}$  时的  $2\Delta f$  值, 以  $B$  表示,

$$B = [2\Delta f]_{A=\sqrt{2} \text{ 时}}$$

由式(8-3-7),

$$\sqrt{2} = \sqrt{1 + \left(Q_L \frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}$$

$$Q_L \frac{2\Delta f}{f_0} = 1$$

$$(8-3-16)$$

所以 
$$B = \frac{f_0}{Q_L}$$

由式 (8-3-16) 和图 8-3-10 可知, 负载网络的有载品质因数  $Q_L$  越高, 则谐振曲线越尖锐, 中频放大器通频带越狭。

在设计时是根据对通频带的要求, 选择满足此通频带的  $Q_L$  值, 这时  $Q_L$  按下式计算

$$Q_L \leq \frac{f_0}{B} \quad (8-3-17)$$

从以上分析可知, 无论从选择性和通频带来看, 中频放大器负载网络的有载品质因数  $Q_L$  都是一个极为重要的参量。对于一个给定接法的放大器, 通频带和选择性是互相矛盾的, 从通频带方面看, 要求  $Q_L$  值小, 而从选择性看, 要求  $Q_L$  值大。因此在选取  $Q_L$  值, 必须保证满足矛盾的主要方面, 适当兼顾矛盾的次要方面。例如对于雷达接收机中频放大器, 主要要求通频带宽, 这时就要选取很小的  $Q_L$  值而牺牲每一级的增益和选择性, 至于整个中频放大器的增益和选择性指标, 则是通过多级放大、参差调谐等措施来满足的。

例 1: 某调谐放大器, 要求  $f_0 = 1000\text{KC}$ , 失谐  $\Delta f = 100\text{KC}$  时, 其选择性  $A = 5$ , 同时要求通频带  $B = 20\text{KC}$ , 试选择负载网络的  $Q_L$  值。

〔解〕: 从选择性看, 应选

$$Q_L \geq \frac{f_0}{2\Delta f} \sqrt{A^2 - 1} = \frac{1000}{200} \sqrt{5^2 - 1} \approx 25$$

从通频带看, 应选

$$Q_L \leq \frac{f_0}{B} = \frac{1000}{20} = 50$$

因此只要取 (25 ~ 50) 间的任何值即可。

## 二、电压增益和功率增益。

下面的分析将要指出，中频放大器的功率增益首先取决于晶体管的参数，其次取决于两级之间的匹配程度和谐振回路本身的插入损耗。这给选择晶体管，决定变压器的匝数比和选取谐振回路的空载品质因数提供了依据。

在分析高频晶体管的放大电路时，用  $y$  参数表示的等效电路比较方便，由  $y$  参数等效电路，可得中频放大器电压增益  $K_V$  的一般表达式如下（参看 8-2 节）

$$K_V = - \frac{y_f}{y_{o1} + Y_L}$$

对于图 8-3-8 所示的中频放大器， $K_V$  表晶体管  $BG_1$  的输出电压  $U_{o1}$  与  $BG_1$  的输入电压  $U_{i1}$  之比。

$y_f$  表示晶体管  $BG_1$  的正面传输导纳（即  $y_{21}$ ）

$y_{o1}$  表晶体管  $BG_1$  的输出导纳（即  $y_{22}$ ）

$Y_L$  表晶体管  $BG_1$  的负载导纳，即 LC 调谐回路和  $BG_2$  输入电路折算至  $BG_1$  输出端（C、E 间）的导纳。

因而  $(y_{o1} + Y_L)$  是  $BG_1$  输出端间的等效总导纳，它与输出电路折算到 LC 两端的等效总导纳  $Y'$  有如下的关系：

$$Y' = n_1^2 (y_{o1} + Y_L)$$

$$\text{所以 } K_V = - n_1^2 \frac{y_f}{Y'}$$

但是，中频放大器的实际电压增益应指  $BG_2$  的输入电压  $U_{i2}$  与  $BG_1$  的输入电压  $U_{i1}$  之比。从  $BG_1$  的输出电压  $U_{o1}$  变到  $BG_2$  的输入电压  $U_{i2}$ ，经过一个升压  $(\frac{N}{N_1})$  倍和一个降压  $(\frac{N_2}{N})$  倍的



过程，即  $U_{i2}$  是  $U_{o1}$  的  $\frac{n_2}{n_1}$  倍（见图 8-3-7），所以中频放大器的实际电压增益值应改写为

$$K_V = - n_1 n_2 \frac{Y_f}{Y'}$$

在中频放大器的中心频率， $Y' = g' = g_{o1}' + g + g_{i2}'$

$$K_{V_o} = - n_1 n_2 \frac{Y_f}{g'} \quad (8-3-18)$$

为了获得最大功率增益，往往适当地选择  $n_1$  及  $n_2$  值，使 BG 2 与 BG 1 匹配，匹配条件为  $g_{i2} = g + g_{o1}$

$$g_{i2}' = g + g_{o1}' \quad (8-3-19)$$

$$n_2^2 g_{i2} = g + n_1^2 g_{o1}$$

一般  $g \ll n_1^2 g_{o1}$ ， $g$  可略去，故有

$$n_2^2 g_{i2} = n_1^2 g_{o1} = \frac{g'}{2}$$

这就是说，为了达到匹配，应取

$$n_1 = \sqrt{\frac{g'}{2g_{o1}}} = \sqrt{\frac{I}{2g_{o1} Q_L \omega_o L}} \quad (8-3-20)$$

$$n_2 = \sqrt{\frac{g'}{2g_{i2}}} = \sqrt{\frac{I}{2g_{i2} Q_L \omega_o L}} \quad (8-3-21)$$

匹配时，中频放大器得最大电压增益

$$(K_{V_o})_{\max} = - \frac{Y_f}{2\sqrt{g_{o1} g_{i2}}} \quad (8-3-22)$$