

雷达接收设备

下 册

《雷达接收设备》编写组 编

国防工业出版社

目 录

第六章 高频放大器

§ 6-1 高频放大器的作用、要求和分类	1
一、高频放大器的作用和要求	1
二、高频放大器的分类	3
§ 6-2 米波晶体管高频放大器	5
一、晶体管高频放大器的放大参数	5
二、米波晶体管高频放大器的线路实例	11
三、米波晶体管高放的噪声系数	11
四、输入电路和级间耦合方式	15
五、米波晶体管高放的设计计算	17
§ 6-3 行波管放大器	22
一、行波管的结构	22
二、行波管放大器的工作原理	23
三、行波管的性能参数和运用	24
§ 6-4 参量放大器	26
一、参量放大器的基本工作原理	27
二、非线性电抗元件中的一般能量关系	29
三、变容二极管	31
四、双回路负阻式参放的结构、等效电路和一般分析	36
五、双回路负阻式参放的质量指标	40
六、参放的一般设计原则	46
七、参放的调整和测试	49
八、改进参放性能的一般方法	52
* § 6-5 隧道二极管放大器	55
一、隧道二极管的伏安特性	55
二、隧道二极管的等效电路和负阻放大作用	57
三、隧道二极管放大器的稳定性	59
四、隧道二极管放大器的性能参数	60
五、隧道二极管放大器的结构组成和设计	62
§ 6-6 微波晶体管高频放大器	64
一、散射参数 (S 参数) 的物理意义	65
二、微波晶体管高放的功率增益	66
三、微波晶体管高放的稳定性	68
四、微波晶体管高放的噪声系数	70
五、微波晶体管高放的线路和设计	72
§ 6-7 天线收发开关	79
一、天线收发开关的作用和工作原理	79
二、气体放电器的结构和性能	80
三、用放电器构成的天线收发开关电路	82
四、用环流器构成的天线收发开关电路	84
本章小结	85

* 附录6-1 阻抗变换器的设计	86
* 附录6-2 低通滤波器的设计	87
一、切比雪夫原型低通滤波器的设计	87
二、三节四分之一空闲波长型低通滤波器的设计	90
* 附录6-3 微波集成参量放大器	92
一、微波集成参放的电路	92
二、雪崩二极管振荡器	95
* 附录6-4 微波晶放中几个关系式的推导	97

第七章 增益控制电路

§ 7-1 增益控制电路的作用和分类	99
§ 7-2 增益控制的实现方法	100
一、用改变晶体管的直流工作状态来控制增益	101
二、用改变放大器的负载电阻来控制增益	107
三、用电阻衰减器来控制增益	111
§ 7-3 手动增益控制 (MGC)	113
一、手动增益控制的一般设计原则	113
二、手动增益控制的线路举例	117
§ 7-4 自动增益控制 (AGC)	118
一、自动增益控制电路在跟踪雷达中的作用	118
二、自动增益控制系统的一般组成和线路实例	123
三、自动增益控制系统的特性曲线和要求	129
四、自动增益控制系统的静态工作	131
* 五、自动增益控制系统的动态工作	134
六、自动增益控制系统的调整测试	146
本章小结	152
* 附录7-1 峰值检波器等效时常数 τ_{de} 的推导	152

第八章 自动频率控制电路

§ 8-1 自动频率控制电路的作用、原理和分类	154
一、自动频率控制电路的作用	154
二、自动频率控制电路的原理	155
三、自动频率控制电路的分类	157
§ 8-2 误差信号产生器 (鉴频器)	158

一、鉴频器的质量指标	159
二、双调谐鉴频器(相位鉴频器)	160
三、参差调谐鉴频器(振幅鉴频器)	167
§ 8-3 跟踪式自动频率控制系统	170
一、两条特性曲线及其数学表示式	171
二、剩余失谐 Δf_e 的确定	173
三、平衡点稳定性的判别	175
四、频率捕捉范围和频率保持范围	177
§ 8-4 搜索式自动频率控制系统	178
一、将跟踪式改进为搜索式的方法	178
二、用双基极二极管构成的控制设备	181
三、用多谐振荡器-积分器构成的控制设备	190
§ 8-5 自动频率控制系统的错误控制及其避免方法	192
一、由于鉴频特性的极性不正确而引起的错误控制	192
二、由于本振镜像频率引起的错误控制	193
三、由于放电管引起的错误控制	194
四、由于谐波工作引起的错误控制	195
§ 8-6 搜索式自动频率控制系统的设计	197
§ 8-7 自动频率控制系统的调整测试	200
一、各级电路的调整测试	200
二、开环测试	201
三、闭环测试(模拟连调试验)	202
本章小结	204
* 附录8-1 双调谐鉴频器输出电压表示式的推导	205
* 附录8-2 推导参差调谐鉴频器的谐振角频率	207
* 附录8-3 非恒定误差的AFC系统	209

第九章 雷达接收机的设计

§ 9-1 雷达接收机的设计程序和设计的指导思想	214
一、雷达整机的主要电参数和特点	214
二、接收机的主要设计阶段	215
三、设计的指导思想	215
四、接收机初步设计的任务	216
§ 9-2 确定接收机的总通频带和各级通频带	216
一、警戒雷达接收机总通频带(指 B_{RI})的确定	216
二、跟踪雷达接收机总通频带(B_0)的确定	218
三、各级通频带的确定	221
§ 9-3 中频频率的选择	223
一、将中频 f_I 选得较低时的优点	223
二、将中频 f_I 选得较高时的优点	223
§ 9-4 总增益的确定及其分配	224

一、中频部分增益的确定	224
二、视频部分增益的确定	227
§ 9-5 视频部分方框图的确定	227
§ 9-6 雷达接收机的设计举例	229
§ 9-7 雷达接收机整机参数的测量	236
一、灵敏度的测量	236
二、高、中频部分通频带的测量	237
本章小结	238
* 附录9-1 接收机中的瞬变过程	239
1. 包络线定理	240
2. 上升时间与通频带的关系	242
3. 最佳通频带的定量分析	243
* 附录9-2 接收机的各级通频带与总通频带的关系	245
1. 中频放大器是单调谐电路	246
2. 中频放大器是双调谐电路(临界耦合)	247
3. 中频放大器是两级参差调谐(临界失谐)	248

第十章 抗干扰电路

§ 10-1 干扰与抗干扰的斗争	249
一、雷达干扰的分类	249
二、雷达抗干扰的一般方法	250
§ 10-2 抗过载电路	252
一、过载现象及其危害	252
二、瞬时自动增益控制(IAGC)电路	256
三、近程增益控制(STC)电路	258
§ 10-3 对数放大器	259
一、对数放大器的基本概念	260
二、连续检波式对数中频放大器	265
三、双增益级对数中频放大器	270
四、用非线性元件分流集电极负载的对数中频放大器	285
五、改变晶体管直流工作点的对数中频放大器	288
* 六、对数放大器指标的确定	289
七、对数放大器的调整与测量	292
§ 10-4 抗噪声调制干扰	294
一、抗噪声调幅波干扰	294
二、抗噪声调频波干扰	297
§ 10-5 抗脉冲干扰电路	307
一、反异步脉冲干扰电路	310
二、频谱中心接收电路	315
三、脉宽鉴别电路	321
§ 10-6 用滤波接收法抗干扰	327
本章小结	330
* 附录10-1 瑞利分布干扰通过对数放大器的数学推导	331
* 附录10-2 恒虚警率接收机(CFAR)简介	334

* 附录10-3 指数放大器	340
----------------------	-----

* 第十一章 几种体制雷达

接收机的特点

§ 11-1 单脉冲雷达接收机	341
一、振幅和-差法单脉冲雷达的基本原理	341
二、典型三通道式单脉冲雷达接收机的组成 和特点	344
三、相敏检波器（相位检波器）	344
四、接收机幅-相特性不一致时对单脉冲雷达 测角误差的影响和减小幅-相特性不一 致的方法	350
五、增益控制对测角误差的影响	354
六、对数放大器在单脉冲雷达接收机中 的应用	356
七、单脉冲雷达接收机的其它一些方案	358
§ 11-2 圆锥扫描雷达接收机	365
一、圆锥扫描的原理和接收信号的特点	365
二、圆锥扫描雷达接收机的组成和特点	368

§ 11-3 动目标选择雷达接收机	368
一、雷达利用多卜勒效应来选择运动目标 的原理	369
二、动目标选择雷达接收机的组成和特点	371
三、线性-限幅中频放大器	372
四、相干振荡器和相干检波器	373
五、对本振频率稳定度的要求及其实现 方法	374
六、动目标选择雷达中的AFC系统	376
§ 11-4 脉冲多卜勒雷达接收机	378
一、脉冲多卜勒雷达的特点和一般组成	379
二、脉冲多卜勒雷达的信号、杂波频谱和接收 系统的组成	380
§ 11-5 线性调频脉冲压缩雷达接收机	383
一、线性调频脉冲压缩的原理	383
二、线性调频脉冲压缩雷达接收机的特点	386
本章小结	388

注：标有“*”的章节为参考内容。

第六章 高频放大器

内 容 提 要

本章第一节概述高频放大器的作用、要求和分类。第二至六节分别介绍各种高频放大器。高放种类繁多,我们选择了雷达接收机中应用较多的参量放大器和米波晶体管高放作为重点,详细介绍了它们的工作原理、参数分析、电路结构、设计计算和调整测试。通过学习,应该深入掌握高放的作用、要求,以及这两种高放的主要问题。至于其它各种高放——行波管高放、隧道二极管放大器和微波晶体管高放等,在工作中也会遇到,了解它们的工作原理和特点也是有必要的,因此在本章中也作了简略的介绍。

雷达接收机中所用的天线收发开关也编入本章,在第七节中作了简要介绍。

§ 6-1 高频放大器的作用、要求和分类

一、 高频放大器的作用和要求

高频放大器是在载波信号的频率上进行放大的。我们知道,雷达载波信号的频率属于射频范围(超短波波段),因此雷达接收机中的高频放大器是一个“射频放大器”。它是超外差式雷达接收机的重要组成部分,其任务是把天线上所收到的回波信号直接在高频频率上进行放大,然后再把它送到混频器去进行混频,以形成中频回波信号。

从第三章我们已经知道,信号频率越高则实现放大作用就越困难。既然在中频频率上容易实现对信号的放大作用,那么为什么一般雷达接收机中还要采用高频放大器呢?

在第一章中已经指出,雷达接收机的灵敏度要求很高,为了提高接收机的灵敏度,必须尽力减小噪声电平,同时还要有足够的增益。要保证接收机具有高增益,即使不采用高频放大器而只要采用高增益的中频放大器也可以达到。但是,这时微弱的回波信号会在二极管混频器中遭到较大的传输衰耗(在厘米波波段),即使在米波波段采用了晶体三极管混频器,因具有一定的变频增益,回波信号可以有一定程度的放大,但是混频器的噪声却较大。因此在这些情况下,接收机内部噪声的影响都比较大,会使接收机的总噪声系数较大,灵敏度较低。如果在混频器之前采用了高频放大器,只要它是一个低噪声的高频放大器,而且具有足够高的额定功率增益,那么接收机的总噪声系数 F_0 就可主要决定于高放的噪声系数 F_R [见(4-87)式]:

$$F_0 \approx \frac{F_R}{K_{paf} \cdot K_{pag}} \quad (4-87)$$

这时混频器与中放的噪声影响较小而可以忽略。由此可见,在雷达接收机中采用高频放大器的目的,主要是为了降低接收机的总噪声系数,提高接收机的灵敏度。

为了深入理解高频放大器的这个主要作用,下面我们来具体地比较一下没有高放和采用高放这两种情况下的总噪声系数。

〔例6-1〕 已知某厘米波雷达接收机中各组成部分的参数如下:馈线和放电器的额定功率传输系数 $K_{paf} = K_{pag} = 0.9$, 高频放大器的噪声系数 $F_R = 1.9$, 其额定功率增益 $K_{paR} = 100$ (20dB), 混频器的噪声比 $t'_c = 1.5$, 其额定功率传输系数 $K_{pac} = 0.25$, 中频放大器的噪声系数 $F_I = 2$ 。试比较不采用高放与采用高放时的接收机总噪声系数。

〔解〕 当不采用高频放大器时,接收机总噪声系数 F_0 可用 (5-72) 式计算,

$$F_0 = \frac{t'_c + F_I - 1}{K_{paf} \cdot K_{pag} \cdot K_{pac}} = \frac{1.5 + 2 - 1}{0.9 \times 0.9 \times 0.25} = 12.3 (10.9 \text{ dB})$$

当采用高频放大器后,接收机总噪声系数 F'_0 可用 (4-86) 式计算,

$$\begin{aligned} F'_0 &= \frac{1}{K_{paf} \cdot K_{pag}} \left(F_R + \frac{F_c - 1}{K_{paR}} + \frac{F_I - 1}{K_{paR} \cdot K_{pac}} \right) \\ &= \frac{1}{0.9 \times 0.9} \left(1.9 + \frac{\frac{1.5}{0.25} - 1}{100} + \frac{2 - 1}{100 \times 0.25} \right) = 2.46 (3.9 \text{ dB}) \end{aligned}$$

因此采用高频放大器以后,接收机总噪声系数的降低倍数为

$$\frac{F_0}{F'_0} = \frac{12.3}{2.46} = 5 (7 \text{ dB})$$

由〔例6-1〕可以看出,采用了低噪声高频放大器以后,接收机的总噪声系数可以明显地得到降低,而且还可看出,只要高频放大器具有 20dB 的额定功率增益时,高放后面各级噪声的影响已经很小了,进一步增大 K_{paR} ,也只能使总噪声系数降低到接近 2.35,其收益已不很显著。

因此,对高频放大器的主要要求是:

(1) 噪声系数 F_R 要小;

(2) 额定功率增益 K_{paR} 要大,一般在 20dB 左右即可。

当然,除了这两点之外,高放的通频带应该满足要求,而且必须能够稳定地工作。

无论是早期生产的还是现代研制的雷达接收机,对高频放大器的选择和设计都是从这些主要要求出发的。在雷达接收机中用作高频放大器的型式有电子管高放、行波管高放、晶体管高放以及新型的微波低噪声放大器件(如:参量放大器、隧道二极管放大器等)。由于雷达的波段很宽,可从米波直至毫米波(即工作频率可从近百 MHz 直至 30GHz 以上),故在不同频率的雷达接收机中,所采用的高放的类型也有很大区别。

毛主席教导我们:“人类总得不断地总结经验,有所发现,有所发明,有所创造,有所前进。”在早期生产的雷达中,接收机的高放是电子管类型的。当频率低于 500MHz 时常用指形五极管或小型橡实五极管来作高放;在 500MHz 至 1000MHz 左右时采用塔形三极管来作高放。这时高放的设计主要是采用内部噪声较低的管子,而且在高放输入电路的设计上力求保证较低的噪声系数。早期的雷达在 3000MHz 左右时就无合适的高频放大器了,所以大多采用直接混频的超外差式线路,当到了五十年代初期,低噪声的行波管放大器被研制出来,并用作接收机的高放时,才使接收机的灵敏度有了很大的提高。

在近期生产的雷达中,虽然有的仍在采用电子管高放,但大多正在向晶体管高放和微

波低噪声高放的方向过渡。特别是在新改进和新研制的雷达中,接收机高放的晶体管化和微波低噪声器件的采用是普遍的趋向。至于行波管高放,由于性能上也有了提高,所以在一些场合下仍得到应用。

二、高频放大器的分类

根据高频放大器中所用低噪声器件的类别及其工作原理,目前在雷达接收机中采用的高放可以大致分类如下:

1. 米波晶体管高放

在米波波段,用特征频率较高的晶体管和集总参数元件来制作高放。它具有体积小、重量轻、耗电省等优点,噪声系数可在2dB以内。

2. 行波管放大器

它是利用信号的电磁波与电子流的相互作用而使信号放大的。应用的频率范围很宽,噪声系数一般为6~7dB,较好的管子可以在4dB以内。优点是频带宽、抗饱和能力强、工作稳定性高。但缺点是体积大、需要较大的聚焦线包。如果采用永磁式聚焦,体积也可减小,但一般来说,聚焦不够理想,噪声系数要增大一些。

3. 参量放大器

常用的是变容二极管参放,它是利用非线性电容的周期性变化来使信号放大的。目前在分米波的高频端直至3cm的波段范围内均有应用。在常温工作时,噪声系数约为2~3dB,如果用致冷参放(用78°K的液氮或4.2°K的液氮对参放进行致冷),噪声温度 T_n 可以在几十(°K)以下。增益可以达到20dB左右,带宽一般在百分之几以内,采用加宽措施后也可达到10%以上,甚至达到20%。目前正在向更高频率上的应用和集成参放的方向发展。

4. 隧道二极管放大器

它是利用隧道二极管的负阻特性而使信号得到放大的。应用的频率范围很宽,可以工作在几百MHz直至20GHz左右,一般都在分米波的高频端才开始应用,噪声系数约为4~5dB,比参量放大器略差,但其优点是体积小、重量轻、耗电省(用1.5V电池供电即可)、结构简单,特别适用于对体积、重量有严格限制的设备中。其缺点是抗烧毁能力差,易于饱和(一般在-20dB/mW时就要饱和)。

5. 微波晶体管高放

在500~6000MHz范围里,可用低噪声的微波晶体管和分布参数的匹配网络来制作高放,其噪声系数在1~6dB范围内。目前在频率为1~2GHz的范围内性能比其它各类高放都好,而在接近3GHz或更高一些的频率上,微波晶体管高放的性能也正在改进,有可能接近于某些常温参放的水平。

图6-1中给出了各种高放的噪声温度在不同工作频率时的一般数值,可以大致地表明它们的噪声性能的好坏,其中曲线⑦表示量子放大器的噪声温度,其值在10°K以下,在各种高频放大器中它的噪声温度最低。量子放大器的基本工作原理是利用物质内部质点的能级跃迁而使信号放大的,最常见的一种是顺磁晶体三能级固态量子放大器。根据量子力学的观点,物质内部的电子都处在具有不同能量的能级上。能级越低,其电子数也越多。而且一定的能级间隔相应于一定频率的电磁波,间隔越大则相应的频率越高。电子从低能

级跃迁到高能级时，将吸收相应频率的电磁波能量。反之，从高能级跃迁到低能级时，将释放出相应频率的电磁波能量。因此，在三能级量子放大器中，用频率比信号频率还高的一个能源去激发顺磁晶体中的电子，使它有大量电子从最低能级跃迁到最高能级上，从而使最高能级上的电子数多于中间能级上的电子数，在最高能级与中间能级间的电子跃迁中，总是由高能级向低能级跃迁的电子数多，因而总的效果是释放出电磁波能量。如果把与它相应的频率取为信号频率，那么信号就获得了放大。可见其实质是利用能级的跃迁，将高频能源的能量转给信号而使信号放大。量子放大器的最大优点是噪声温度极低，但它需要很复杂的致冷设备，而且频带很窄，易于饱和，恢复时间也很长，因此只是在要求灵敏度特别高的一些雷达中才采用它。致冷参放的噪声温度也很低，可与量子放大器相比美，但也需要复杂的致冷设备，因此也只是在对灵敏度要求很高时才考虑采用它。究竟选用哪一种高放，应根据对总噪声系数的要求，结合使用条件以及对体积、重量等各方面的要求来确定。

近几年来又出现了雪崩二极管、体效应二极管等新型微波放大器件，虽然目前看来它们的噪声还较大，但是可以工作在很高的频率上。由于在比 3cm 更短的雷达接收机中，目前还没有合适的高放，一般是用直接混频的方式，因此也寄希望于这类微波放大器件性能的改善。一般说砷化镓体效应二极管微波放大器的噪声小一些，将来用作高放的可能性大一些。

应该指出，上述的各种高放不仅用在雷达接收机中，而且广泛应用于卫星通信和微波通信系统中。

随着对雷达作用距离的要求进一步提高，设计具有更低噪声的高灵敏度接收机就成为极其重要的研究课题，而低噪声高放则是其中的关键，因为如果总噪声系数降低 5 倍，能使作用距离增加约 50%；若降低 16 倍，便能使作用距离增加一倍。它与增大发射机功率有着相同的效果，但付出的代价却要小得多，因为同样增加 50% 的作用距离，发射机功率必须为原有的 5 倍，不仅耗电大大增加，而且雷达的体积也要大大增加。由此看出，充分改善接收机高放的低噪声性能来提高接收机的灵敏度，是增大雷达作用距离的一条重要捷径，正由于这一点，对低噪声高放的研制受到人们的特别重视，不断研制出了上述各种新型的低噪声高放器件，相信今后也还会有更新的低噪声器件出现。

下面，我们将分别介绍米波晶体管高放、行波管高放、参量放大器、隧道二极管放大器和微波晶体管高放。

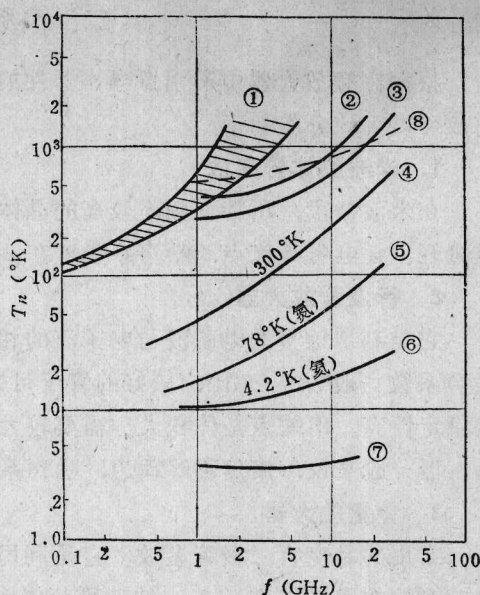


图6-1 各种高放的噪声温度
与工作频率的关系

- ①晶体管放大器；②行波管放大器；③隧道二极管放大器；④常温参放；⑤液氮致冷参放；⑥液氮致冷参放；⑦量子放大器；⑧虚线表示势垒二极管混频器。

§ 6-2 米波晶体管高频放大器

在米波雷达接收机中，目前正在普遍采用晶体管高频放大器，正如上节所述，采用高放是为了降低接收机的噪声系数，也就是为了提高接收机的灵敏度。通常在米波雷达中，从天线至接收机之间接有几十米或者更长的馈线，再考虑到放电器的损耗，则接收机的总噪声系数为

$$F_0 = \frac{1}{K_{paf} \cdot K_{pag}} \left(F_R + \frac{F_c - 1}{K_{par}} \right) \quad (6-1)$$

由于馈线有损耗，故其额定功率传输系数 K_{paf} 总是小于 1 的。而且馈线愈长， K_{paf} 愈小。而放电器的额定功率传输系数也是小于 1 的，因此由上式可以看出：要使总噪声系数 F_0 小，首先应当要求高放的噪声系数 F_R 小；其次，为了减小混频器噪声系数 F_c 的影响，应当要求高放的 K_{par} 要大。另外，还应注意在米波的 100MHz 左右时，天线有效噪声温度 T_A 是大于标准温度 $T_0 (=290^\circ \text{K})$ 的，即外部噪声比较大，这时为了获得较高的灵敏度，也应当要求高放的噪声系数更小一些才行。

因此，对米波高放主要有如下的要求：

- (1) 噪声系数小；
- (2) 额定功率增益大；
- (3) 工作稳定；
- (4) 通频带不小于给定值；
- (5) 保证能调谐在中心频率上，而且当工作频率改变时，高放的谐振频率也应可调。

下面，我们先来分析晶体管高放的放大参数和噪声系数，然后再讨论其设计计算。

一、晶体管高频放大器的放大参数

晶体管高频放大器的放大性能通常可用其输入导纳 Y_i 、输出导纳 Y_o 、电压增益 K 、功率增益 K_p 、额定功率增益 K_{pa} 、以及稳定增益 K_s 来表示。米波晶体管高放中常用的电路为共发射极电路和共基极电路，下面我们分别来求其放大参数。

1. 共发射极晶体管高放

单级共发晶体管高放的电路与图 3-27 所示的中放电路很相似，故单级共发晶体管高放的等效电路如图 6-2 所示。图中虚线所示为用 y 参数表示的晶体管等效电路， I_s 和 Y_i 分别为这级放大器的信号源电流和信号源内导纳， Y_L 为放大器的负载导纳。而 $g_{rk} = g_r + g_k$ 为外接电导与回路损耗电导之和。

用 § 3-2 中相同的分析方法，可以求出这级放大器的电压增益、输入导纳、输出导纳

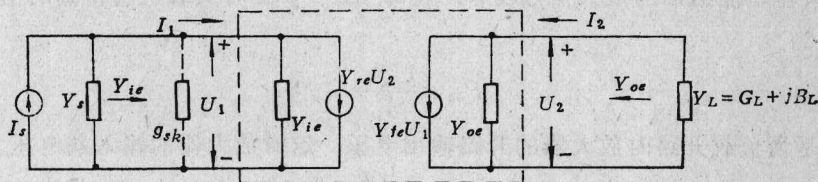


图6-2 单级共发晶体管高放的等效电路

和功率增益。当先不计入 g_{sk} 时它们的计算式如下:

(1) 电压增益 K_e

$$K_e = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-y_{fe}U_1/y_{oe} + Y_L}{U_1} = -\frac{y_{fe}}{y_{oe} + Y_L} \quad (6-2)$$

当调谐时

$$|K_{oe}| = \frac{|y_{fe}|}{g_{oe} + G_L} \quad (6-3)$$

(2) 输入导纳 Y_{ie}

$$Y_{ie} = \frac{I_1}{U_1} = \frac{y_{ie}U_1 + y_{re}U_2}{U_1} = y_{ie} - \frac{y_{re}y_{fe}}{y_{oe} + Y_L} \quad (6-4)$$

当调谐时

$$G_{ie} = g_{ie} - \frac{|y_{re} \cdot y_{fe}| \cos(\varphi_{re} + \varphi_{fe})}{g_{oe} + G_L} \quad (6-5)$$

(3) 输出导纳 Y_{oe}

$$Y_{oe} = \frac{I_2}{U_2} = \frac{y_{oe}U_2 + y_{fe}U_1}{U_2}$$

根据 Y_{oe} 的定义, 这时信号源电流 I_s 应该开路, 而电压 U_1 应为

$$U_1 = -\frac{y_{re}U_2}{y_{ie} + Y_s}$$

将上式代入后, 可得

$$Y_{oe} = y_{oe} - \frac{y_{re}y_{fe}}{y_{ie} + Y_s} \quad (6-6)$$

当调谐时

$$G_{oe} = g_{oe} - \frac{|y_{re} \cdot y_{fe}| \cos(\varphi_{re} + \varphi_{fe})}{g_{ie} + G_s} \quad (6-7)$$

(4) 功率增益 K_{poe}

当调谐时

$$K_{poe} = |K_{oe}|^2 \frac{G_L}{G_{ie}} \quad (6-8)$$

(5) 额定功率增益 K_{pae}

额定功率增益的定义见 (4-61) 式, 即

$$K_{pae} = \frac{P_{oa}}{P_{sa}} \quad (4-61)$$

P_{sa} 是放大器信号源所能给出的最大信号功率, 当调谐时其值为

$$P_{sa} = \frac{I_s^2}{4G_s} \quad (6-9)$$

而 P_{oa} 是放大器所能给出的最大信号功率, 也即当 $G_L = G_{oe}$ 时负载上所得到的信号功率, 当调谐时其值为

$$P_{oa} = \frac{U_{2o}^2}{4} \cdot G_{oe}$$

式中 U_{2o} 是当负载开路时放大器的开路输出电压, 这时放大器的输入端电压为

$$U_1 = \frac{I_s}{G_s + G'_{ie}}$$

其中 $G'_{ie} = g_{ie} - \frac{|y_{re} \cdot y_{fe}| \cos(\varphi_{re} + \varphi_{fe})}{g_{oe}}$, 为当负载开路时放大器的输入电导。

由此可得

$$U_{2o} = \frac{|y_{fe}| U_1}{g_{oe}} = \frac{I_s}{G_s + G'_{ie}} \cdot \frac{|y_{fe}|}{g_{oe}}$$

$$P_{oa} = \frac{I_s^2}{4(G_s + G'_{ie})^2} \cdot \frac{|y_{fe}|^2}{g_{oe}^2} \cdot G_{oe} \quad (6-10)$$

将 (6-9)、(6-10) 式代入 (4-61) 式, 即得共发高放的额定功率增益为

$$K_{pae} = \frac{|y_{fe}|^2 \cdot G_s}{(G_s + G'_{ie})^2} \cdot \frac{G_{oe}}{g_{oe}^2} \quad (6-11)$$

上式表明, 额定功率增益 K_{pae} 只与晶体管的 y 参数和信号源电导 G_s 有关, 而与负载 G_L 无关。

(6) 稳定增益 K_{se}

由 § 3-2 中谐振放大器的稳定性分析知道, 当晶体管特性和输入、输出回路均相同的多级放大器级联时, 稳定增益由下式决定:

$$K_{se} = \sqrt{\frac{|y_{fe}|}{3|y_{re}|}} \quad (6-12)$$

应该注意: 上述各式中都没有计入 g_{sk} , 当放大器的输入回路里有外接电导 g_s 且考虑回路损耗电导 g_k 时, 只需在上述各式中在有 g_{ie} 出现之处添上 g_{sk} 即可。

2. 共基极晶体管高放

怎样求得共基晶体管高放的放大参数呢? 我们只要把 (6-2) 式至 (6-12) 式中的 y 参数用共基极时的 y 参数代入, 即可求得共基晶体管高放的各个放大参数如下:

(1) 电压增益

$$K_b = - \frac{y_{fb}}{y_{ob} + Y_L} \quad (6-13)$$

当调谐时

$$|K_{ob}| = \frac{|y_{fb}|}{g_{ob} + G_L} \quad (6-14)$$

(2) 输入导纳

$$Y_{ib} = y_{ib} - \frac{y_{rb} \cdot y_{fb}}{y_{ob} + Y_L} \quad (6-15)$$

当调谐时

$$G_{ib} = g_{ib} - \frac{|y_{rb} \cdot y_{fb}| \cos(\varphi_{rb} + \varphi_{fb})}{g_{ob} + G_L} \quad (6-16)$$

(3) 输出导纳

$$Y_{ob} = y_{ob} - \frac{y_{rb} \cdot y_{fb}}{y_{ib} + Y_s} \quad (6-17)$$

当调谐时

$$G_{ob} = g_{ob} - \frac{|y_{rb} \cdot y_{fb}| \cos(\varphi_{rb} + \varphi_{fb})}{g_{ib} + G_s} \quad (6-18)$$

(4) 功率增益

$$K_{p0b} = |K_{ob}|^2 \cdot \frac{G_L}{G_{ib}} \quad (6-19)$$

(5) 额定功率增益

$$K_{pab} = \frac{|y_{fb}|^2 \cdot G_s G_{oh}}{(G_s + G'_{ib})^2 \cdot g_{ob}^2} \quad (6-20)$$

式中 $G'_{ib} = g_{ib} - \frac{|y_{rb} \cdot y_{fb}| \cos(\varphi_{rb} + \varphi_{fb})}{g_{ob}}$

(6) 稳定增益

$$K_{sb} = \sqrt{\frac{|y_{fb}|}{3|y_{rb}|}} \quad (6-21)$$

同理, 当计入 g_{sk} 时, 只需在上述各式中在有 g_{ib} 出现之处添上 g_{sk} 即可。

3. 两种接法时放大参数的比较

为了便于比较, 我们假设两种接法时晶体管的直流工作状态相同, 则共基 y 参数可用共发 y 参数来表示。根据附录 3-1 中的表 3-10, 已知其关系式如下:

$$\left. \begin{aligned} y_{ib} &\approx y_{ie} + y_{fe} \\ y_{rb} &= -(y_{re} + y_{oe}) \\ y_{fb} &\approx -y_{fe} \\ y_{ob} &= y_{oe} \end{aligned} \right\} \quad (6-22)$$

由于一般可以近似满足下列条件:

$$y_{fe} \gg y_{ie}, \quad y_{oe} \gg y_{re}$$

故可得到下列近似条件:

$$\left. \begin{aligned} y_{ib} &\gg y_{ie} \\ |y_{rb}| &> |y_{re}| \\ |y_{fb}| &\approx |y_{fe}| \\ y_{ob} &= y_{oe} \end{aligned} \right\} \quad (6-23)$$

有比较才能鉴别。根据 (6-23) 式的近似条件, 在相同的电路条件下比较共发高放与共基高放的放大参数时, 可以发现如下的一些特点:

- (1) $G_{ib} \gg G_{ie}$, 即共基高放的输入电导远比共发高放的大;
- (2) $G_{ob} \approx G_{oe}$, 即两种接法的高放输出电导近似相等;
- (3) $|K_{ob}| \approx |K_{oe}|$, 即两种接法的高放电压增益近似相等;
- (4) $K_{p0b} \ll K_{p0e}$, 即共基高放的功率增益远比共发高放的小;
- (5) $K_{pab} \ll K_{pae}$, 即共基高放的额定功率增益远比共发高放的小;
- (6) $K_{sb} < K_{se}$, 即 当多个相同级作级联应用时, 共基高放的稳定增益比共发高放的小。

为了保证高放有足够的电压增益和额定功率增益, 一般米波晶体管高放需要 2~3 级。因此一般可按全共发电路或全共基电路来组成。由上面的比较可以看出, 全共发电路时的特点是功率增益大, 带宽可以做得窄; 而全共基电路时的特点是功率增益低, 频带可以做得宽 (因为 $G_{ib} \gg G_{ie}$)。此外, 也可以按前两级用共发-共基的低噪声电路, 而第三级用共

发电路来组成，它兼有上两者的特点，且噪声系数可以最低。

应该强调指出，(6-12) 式和(6-21) 式是当高放各级电路相同时求得的稳定增益，可以分别应用于全共发电路和全共基电路的情况。但是当高放采用共发-共基级联电路时，对其单级放大器来说，其输入、输出回路是不同的，这时怎样来验算稳定增益呢？由于其第一级（共发射极放大器）接有很大的负载电导（因为第二级共基极放大器的输入电导 G_{ib} 很大），使第一级的实际电压增益很低（接近于 1），因此这级放大器可以不必验算稳定增益，我们只需讨论第二级共基放大器的稳定增益就行了。对于这级共基放大器来说，其稳定增益是否会比高放全是共发电路中的同一级放大器低呢？下面我们先从概念上来分析一下。

由上面的比较已经知道： $G_{ib} \gg G_{ie}$ ，而 $G_{ob} \approx G_{oe}$ 。因此这级共基高放的输入回路谐振电导 G_i 很大，可以近似认为 $G_i \approx G_{ib}$ ，而输出回路的谐振电导 G_o 则由本级的 g_{ob} 与下级共发放大器的输入电导 G_{ie} 等所决定，它与高放全是共发放大器时这同一级放大器的输出回路谐振电导相近，因此可以看出，这级共基放大器的输入、输出回路的谐振电导是相差很大的，即 $G_i \gg G_o$ 。所以，虽然共基极接法时 $|y_{rb}| > |y_{re}|$ ，但由于 $|y_{rb}|$ 反馈产生的最后影响，结果却比输入、输出回路相同的同级共发电路还要小。或者说，当由于 $|y_{rb}|$ 反馈到输入回路产生相同的最后影响时，这级共基高放可以允许有更小的输出回路谐振电导 G_o ，即这级共基高放的稳定增益比共发射极时要更高一些。

这级共基高放的稳定增益怎样计算呢？根据 (6-15) 式可以求得其反馈导纳为

$$\begin{aligned} y_{oc} &= -\frac{y_{rb} \cdot y_{fb}}{y_{ob} + Y_L} = -\frac{|y_{rb} \cdot y_{fb}|(\cos\theta_b + j\sin\theta_b)}{G_o(1 + j\xi)} \\ &= -\frac{|y_{rb} \cdot y_{fb}|}{G_o(1 + \xi^2)}[\cos\theta_b + \xi\sin\theta_b + j\sin\theta_b - j\xi\cos\theta_b] \end{aligned}$$

式中 $\theta_b = \varphi_{rb} + \varphi_{fb}$;

G_o ——输出回路的谐振电导。

因此反馈电导为

$$g_{oc} = -\frac{|y_{rb} \cdot y_{fb}|}{G_o} \cdot \frac{\cos\theta_b + \xi\sin\theta_b}{1 + \xi^2} \quad (6-24)$$

由上式可以看出，反馈电导 g_{oc} 是随着一般失谐系数 ξ 而变化的。用求极值的方法，可求出当 $\xi = \frac{1 - \cos\theta_b}{\sin\theta_b}$ 时，有最大的负反馈电导，其值为

$$g_{oc} = -\frac{|y_{rb} \cdot y_{fb}|}{G_o} \cdot \frac{1 + \cos\theta_b}{2} \quad (6-25)$$

我们把反馈电导 $|g_{oc}|$ 与输入回路的谐振电导 G_i 之比值称为反馈系数 α ，即

$$\alpha = \frac{|g_{oc}|}{G_i} \quad (6-26)$$

通常取 $\alpha \approx 0.25$ ，这时谐振曲线的畸变处于允许范围之内。由于 $G_i \approx G_{ib}$ ，故得

$$\frac{|y_{rb} \cdot y_{fb}|}{G_o} \cdot \frac{1 + \cos\theta_b}{2} = \alpha G_i \approx \alpha G_{ib}$$

因此这级共基放大器的稳定增益为

$$K_{sb} = \frac{|y_{fb}|}{G_o} \approx \frac{\alpha G_{ib}}{|y_{rb}|} \cdot \frac{2}{1 + \cos \theta_b} \quad (6-27)$$

按最坏的情况估计, 即当 $\cos \theta_b = 1$ 时得最小的稳定增益为

$$K_{sb} = \frac{\alpha G_{ib}}{|y_{rb}|} \quad (6-28)$$

取 $\alpha = 0.25$ 时, 则得

$$K_{sb} = \frac{0.25 G_{ib}}{|y_{rb}|} \quad (6-29)$$

〔例6-2〕 已知低噪声晶体管 CG34 在 $U_{ce}=6V$ 、 $I_c=1mA$ 、 $f=100MHz$ 时的 y 参数如下:

$$y_{ie} = 7.4 + j9.2 m\Omega; \quad y_{oe} = 0.4 + j1.4 m\Omega;$$

$$y_{re} = -0.85 - j1.60 = 1.82 / -117.6^\circ m\Omega;$$

$$y_{fe} = 24 - j12.5 = 27 / -27.6^\circ m\Omega$$

今按共发-共基电路来组成高放, 试分别计算当电路调谐时这两级的输入电导、电压增益和稳定增益 (假设 $g_{sk} = 0$)。

〔解〕 由 (6-22) 式可求得 CG34 接成共基电路时的 y 参数如下:

$$y_{ib} \approx y_{ie} + y_{fe} = 31.4 - j3.3 m\Omega$$

$$y_{ob} = y_{oe} = 0.4 + j1.4 m\Omega$$

$$y_{rb} = -(y_{re} + y_{oe}) = 0.45 + j0.2 = 0.49 / 24^\circ m\Omega$$

$$y_{fb} \approx -y_{fe} = -(24 - j12.5) = 27 / 152.4^\circ m\Omega$$

第二级为共基电路, 其输入电导为

$$G_{ib} = g_{ib} - \frac{|y_{rb} \cdot y_{fb}| \cos(\varphi_{rb} + \varphi_{fb})}{g_{ob} + G_L}$$

式中的 G_L 即第三级共发放大器的输入电导, 若级间耦合为直接耦合时,

$$G_L \approx g_{ie} = 7.4 m\Omega$$

$$\text{因此} \quad G_{ib} \approx 31.4 - \frac{0.49 \times 27 \times \cos(24^\circ + 152.4^\circ)}{0.4 + 7.4} = 31.4 + 1.7 = 33.1 m\Omega$$

电压增益为

$$|K_{ob}| = \frac{|y_{fb}|}{g_{ob} + G_L} = \frac{27}{0.4 + 7.4} = 3.46$$

稳定增益为

$$K_{sb} = \frac{\alpha G_{ib}}{|y_{rb}|} = \frac{0.25 \times 33.1}{0.49} \approx 16.9$$

第一级为共发电路, 其输入电导为

$$G_{ie} = g_{ie} - \frac{|y_{re} \cdot y_{fe}| \cos(\varphi_{re} + \varphi_{fe})}{g_{oe} + G_L}$$

式中 G_L 即第二级共基放大器的输入电导,

$$G_L = G_{ib} = 33.1 m\Omega$$

$$\text{因此} \quad G_{ie} = 7.4 - \frac{1.82 \times 27 \times \cos(-117.6^\circ - 27.6^\circ)}{0.4 + 33.1} = 7.4 + 1.2 = 8.6 m\Omega$$

电压增益为

$$|K_{oe}| = \frac{|y_{fe}|}{g_{oe} + G_L} = \frac{27}{0.4 + 33.1} \approx 0.8$$

稳定增益可用 (6-12) 式近似计算, 即

$$K_{se} = \sqrt{\frac{|y_{fe}|}{3|y_{re}|}} = \sqrt{\frac{27}{3 \times 1.82}} \approx 2.2$$

由上计算可以看出, 这两级放大器的电压增益都没有超过稳定增益, 故工作是稳定的。

二、米波晶体管高频放大器的线路实例

图 6-3 是米波晶体管高频放大器的一个实际线路图, 在这高放线路之后还有米波晶体管混频器的线路 (见图 5-30)。

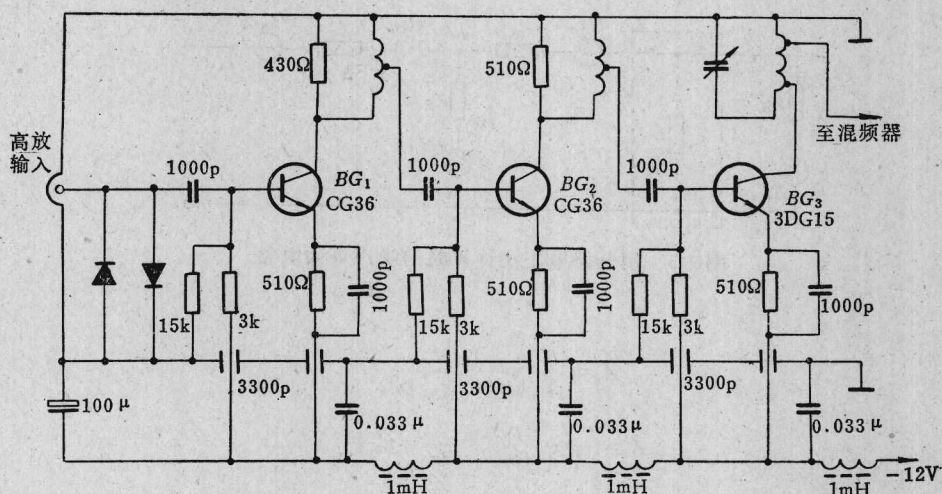


图 6-3 米波晶体管高频放大器的实际线路

这高频放大器由三级共发电路所组成。高放的工作频率为 150MHz 左右, 可以允许在一定频率范围内改变。为了简化调谐机构, 把前两级作成较宽的频带, 而第三级则作成窄带且可改变其调谐频率。前两级的宽带是用谐振回路上并联较小的外接电阻 R_e 来获得的, 由于频带很宽, 故工作稳定性好, 而且谐振回路中没有再外接固定电容。各级之间的耦合采用自耦变压器型式。为了降低高放的噪声系数, 前两级采用低噪声晶体管 CG36, 而第三级则用一般高频晶体管 3DG15。高放总增益约为 25dB, 总噪声系数 (包括后级) 小于 3dB。

在高放的输入端并联接有两只晶体二极管 (开关管或变容管, 一正、一反地连接), 它们对高频信号有限幅作用, 用来防止高放晶体管在强信号时发生过载或烧毁。至于图中其它电路元件的作用与图 5-30 中相似, 在此不再重复。

三、米波晶体管高放的噪声系数

米波共发晶体管高放的噪声等效电路如图 6-4 所示。它与图 4-21 所示的噪声等效电路形式相似, 只是在输入端多并联了一个电阻 $R_{rk} (=1/g_{rk})$ 。另外, 由于工作频率较高,

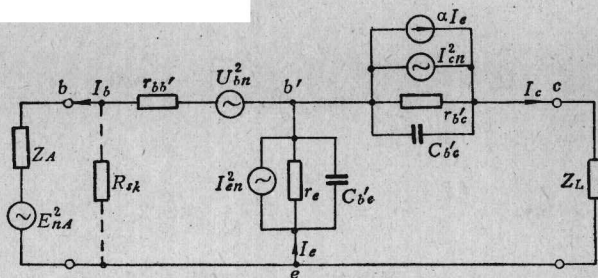


图6-4 米波共发晶体管高放的噪声等效电路

因此发射结电容 $C_{b'e}$ 和信号源阻抗 Z_A 中的电抗部分都不能忽略不计。

用〔例4-3〕的计算方法，我们可以在输出端用简捷的开路电压法来计算噪声系数，这时可画出用开路电压法计算时的噪声等效电路如图 6-5 所示。

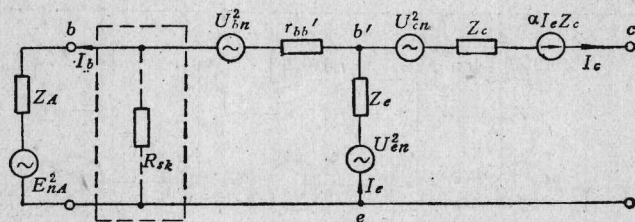


图6-5 用开路电压法计算时的噪声等效电路

图中：

$$Z_c = \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega C_{b'e} \cdot r_{b'e}}$$

$$Z_e = \frac{r_e}{1 + j\omega C_{b'e} \cdot r_e} = r'_e + jX'_e$$

$$r'_e = \frac{r_e}{1 + (\omega C_{b'e} \cdot r_e)^2} = \frac{r_e}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2}$$

$$X'_e = -\frac{\omega C_{b'e} \cdot r_e^2}{1 + (\omega C_{b'e} \cdot r_e)^2} = -\frac{r_e \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2}$$

$$\therefore |Z_e|^2 = (r'_e)^2 + (X'_e)^2 = \frac{r_e^2}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2} = r_e \cdot r'_e \quad (6-30)$$

为了计算方便，我们先暂不考虑输入端的并联电阻 R_{sk} （即 R_{sk} 被断开），则这时信号源阻抗为 $Z_A = R_A + jX_A$ 。

需要考虑的噪声来源及其表示式如下：

信号源电阻的热噪声为

$$E_{nA}^2 = 4kT_0 R_A B$$

基极电阻的热噪声为

$$U_{bn}^2 = 4kT_0 r_{bb'} B$$

晶体管的散弹噪声为

$$U_{en}^2 = I_{en}^2 \cdot |Z_e|^2 = 2eI_{en} \cdot B \cdot r_e r'_e$$

$\therefore$

$$r_e = \frac{kT_0}{eI_{en}}$$

$\therefore$

$$U_{en}^2 = 2kT_0 r'_e B$$

晶体管的分配噪声为

$$U_{cn}^2 = I_{cn}^2 \cdot |Z_c|^2 = 2eI_{cn} (1 - \alpha_0) F(f) B \cdot |Z_c|^2$$

仿照〔例4-3〕的方法和步骤，在输出端用开路电压法进行计算，并利用下列近似条件：

$$\alpha Z_c \gg Z_e, \quad \alpha Z_c \gg r_{bb'} + Z_A$$

即可求得噪声系数为

$$\begin{aligned} F &= 1 + \frac{U_{bn}^2}{E_{nA}^2} + \frac{U_{en}^2}{E_{nA}^2} + \frac{U_{cn}^2}{E_{nA}^2} \cdot \frac{|Z_A + Z_e + r_{bb'}|^2}{|\alpha Z_c|^2} \\ &= 1 + \frac{r_{bb'}}{R_A} + \frac{r'_e}{2R_A} + \frac{1 - \alpha_0 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2}{2\alpha_0 r_e R_A} |Z_A + Z_e + r_{bb'}|^2 \end{aligned} \quad (6-31)$$

或

$$F = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_A} + \frac{r'_e}{2R_A} + \frac{|Z_A + Z_e + r_{bb'}|^2}{2R_A r_e \beta'} \quad (6-32)$$

式中

$$\beta' = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2}$$

当 $f \ll f_a$ 时，则 $\beta' \approx \beta_0$ 。

由 (6-32) 式不难看出，当改变信号源阻抗 $Z_A = R_A + jX_A$ 时，可使噪声系数为最小值 $F_{\min}$ ，这时对应的信号源最佳阻抗为 $Z_{Aopt} = R_{Aopt} + jX_{Aopt}$ 。只要将 (6-32) 式分别对 R_A 和 X_A 求偏导数，并令其等于零，即可求出最佳信号源电阻 R_{Aopt} 和最佳信号源电抗 X_{Aopt} 。实际上，由 (6-32) 式可以直接看出，当总阻抗 $|Z_A + Z_e + r_{bb'}|$ 中的电抗部分为零时，噪声系数最小（仅对 X_A 的变化而言），即

$$X_{Aopt} = -X'_e = \frac{r_e \left(\frac{\omega}{\omega_T} \right)}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T} \right)^2} \quad (6-33)$$

这时

$$F = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_A} + \frac{r'_e}{2R_A} + \frac{(R_A + r'_e + r_{bb'})^2}{2R_A r_e \beta'} \quad (6-34)$$

为了运算方便，可将上式改写为

$$F = 1 + \frac{K_1}{R_A} + \frac{K_3}{R_A} (R_A + K_2)^2 \quad (6-35)$$

式中 $K_1 = r_{bb'} + \frac{r'_e}{2}$