

高等学校试用教材

高频电子线路

上册

(第二分册)

华中工学院无线电技术教研室编

张肃文 主编

人民教育出版社

书号 15012·0201

定价 0.97 元

高等学校试用教材

高频电子线路

上 册

(第二分册)

华中工学院无线电技术教研室编

张肃文 主编

内 容 提 要

本书系根据1977年11月在合肥召开的全国高等学校工科基础课电工、无线电类教材编写会议所通过的编写大纲编写的,并经1978年12月在武汉召开的审稿会议审查通过,作为高等学校无线电技术类专业的试用教材,也可供从事无线电技术工作的科技人员参考。

本书较详细地介绍了高频电子线路的基本原理和分析方法,引入了一些比较新的内容,注意理论联系实际,各章附有思考题与习题。

全书共十四章,分上、下两册出版。

上册六章,暂分为第一分册与第二分册。第一分册包括绪论、回路与器件的高频特性、高频小信号放大器、非线性电路的分析方法,共四章。第二分册包括高频功率放大器、正弦波振荡器两章。

下册内容有振幅调制、振幅解调、变频、干扰与噪声、角度调制、调频信号的解调、脉冲与数字调制、频率合成与锁相技术。

本书由华中工学院无线电技术教研室张肃文、王筠、陆兆熊、姚天任分工执笔,张肃文为主编。

本书责任编辑 谭骏云

高等学校试用教材 高 频 电 子 线 路

上 册

(第二分册)

华中工学院无线电技术教研室编

张 肃 文 主 编

*

人 民 教 育 出 版 社 出 版

新 华 书 店 北 京 发 行 所 发 行

人 民 教 育 出 版 社 印 刷 厂 印 装

*

开本 787×1092 1/32 印张 11.75 字数 281,000

1979年9月第1版 1980年5月第1次印刷

印数 00,001—45,000

书号 15012·0201 定价 0.97 元

目 录

第五章 高频功率放大器	247
§ 5.1 概述.....	247
§ 5.2 谐振功率放大器的工作原理.....	250
5.2-1 获得高效率所需要的条件.....	251
5.2-2 功率关系.....	257
§ 5.3 晶体管谐振功率放大器的折线近似分析法.....	258
5.3-1 晶体管特性曲线的理想化及其解析式.....	258
5.3-2 集电极余弦电流脉冲的分解.....	261
5.3-3 高频功率放大器的动态特性与负载特性.....	265
5.3-4 各极电压对工作状态的影响.....	271
5.3-5 工作状态的计算(估算)举例.....	273
§ 5.4 晶体管功率放大器的高频特性.....	275
5.4-1 高频等效电路.....	275
5.4-2 各极电流的波形.....	277
§ 5.5 高频功率放大器的馈电线路.....	280
§ 5.6 功率放大器的输出回路与级间耦合回路.....	284
5.6-1 输出匹配网络.....	285
5.6-2 输入匹配网络与级间耦合网络.....	300
§ 5.7 谐振功率放大器的调谐与调整.....	303
§ 5.8 宽带高频功率放大器.....	308
§ 5.9 功率合成器.....	319
5.9-1 功率合成与分配网络应满足的条件.....	319
5.9-2 功率合成(或分配)网络原理.....	322
5.9-3 反相功率合成电路.....	328
5.9-4 同相功率合成电路.....	330
*5.9-5 其它形式的混合网络.....	331
*5.9-6 用高频变压器的功率合成电路.....	334
* § 5.10 晶体管高频丁类放大器.....	335
§ 5.11 半导体管倍频器.....	344

5.11-1	丙类倍频器	345
5.11-2	参量倍频器	348
§ 5.12	晶体管高频功率放大器中的参量现象	355
§ 5.13	高频功率晶体管的损坏原因与保护措施	357
5.13-1	高频大功率管的损坏原因	357
*5.13-2	保护电路举例	360
§ 5.14	电子管高频功率放大器	366
5.14-1	折线分析法	367
5.14-2	图解算法——十三点法	372
*5.14-3	电子管高频丁类放大器	380
* § 5.15	在超高频工作时电子管放大器的特点	382
5.15-1	电子管的极间电容与引线电感的影响	383
5.15-2	电子渡越时间的影响	387
附录 5.1	高频功率晶体管的构造特点	397
附录 5.2	发射电子管的构造特点与极限参数	402
附录 5.3	余弦脉冲系数表	405
参考资料		407
思考题与习题		408
第六章	正弦波振荡器	412
§ 6.1	概述	412
§ 6.2	振荡器的基本工作原理	413
6.2-1	产生振荡的基本原理与分析方法	413
6.2-2	自激振荡的建立过程	417
6.2-3	振荡器的平衡条件	419
6.2-4	振荡器平衡状态的稳定条件	427
*6.2-5	振荡原理的极-零图分析法	434
§ 6.3	反馈型 LC 振荡器线路	442
6.3-1	振荡线路的馈电方式与振荡条件的分析方法	442
6.3-2	晶体管 LC 振荡器线路	444
6.3-3	LC 三端式振荡器相位平衡条件的判断准则	453
6.3-4	高稳定度的 LC 振荡器电路	455
6.3-5	场效应管振荡器	463
6.3-6	差分对 LC 反馈振荡器	467

§ 6.4	振荡器的频率稳定原理	470
6.4-1	频率稳定度的意义及定义	470
6.4-2	提高频率稳定度的一般规律	474
6.4-3	稳定频率的方法	478
§ 6.5	负阻振荡器	492
6.5-1	负阻的基本概念与器件的负阻特性	492
6.5-2	负阻振荡原理	497
6.5-3	负阻振荡器线路	503
§ 6.6	LC 振荡器的设计与调试	506
6.6-1	LC 振荡器的设计原则和步骤	507
6.6-2	振荡器的设计举例	516
6.6-3	振荡器调试的一些问题	520
§ 6.7	石英晶体振荡器	523
6.7-1	概述	523
6.7-2	石英谐振器的阻抗频率特性	525
6.7-3	石英晶体振荡器电路	531
6.7-4	晶体振荡器的设计与石英谐振器的正确使用	546
§ 6.8	几种振荡现象的分析	555
6.8-1	寄生振荡现象的产生与消除	555
6.8-2	间歇振荡现象	563
*6.8-3	频率占据现象	569
*6.8-4	频率拖曳现象	576
§ 6.9	RC 振荡器	580
6.9-1	RC 相移振荡器	581
6.9-2	文氏电桥振荡器	585
附录 6.1	几种 LC 振荡器的振荡频率与起振条件公式的证明	592
附录 6.2	皮尔斯晶振电路平衡条件的证明	598
附录 6.3	RC 相移振荡器振荡频率与起振条件的证明	600
参考资料		601
思考题与习题		601
习题答案(上册部分)		610

第五章 高频功率放大器

§ 5.1 概 述

我们已经知道，在低频放大电路中为了获得足够大的低频输出功率，必须采用低频功率放大器。同样，在高频领域内，为了获得足够大的高频输出功率，也必须采用高频功率放大器。例如，绪论中所示发射机方框图的高频部分，由于振荡器所产生的高频振荡功率很小，因此在它后面要经过一系列的放大——缓冲级、中间放大级、末级功率放大级，获得足够的高频功率后，才能馈送到天线上辐射出去。这里所提到的放大级都属于高频功率放大器的范畴。由此可见，高频功率放大器是发送设备的重要组成部分。

高频功率放大器和低频功率放大器的共同特点都是要求输出功率大和效率高。但由于二者的工作频率和相对频带宽度相差很大，就决定了它们之间有着根本的差异：低频功率放大器的工作频率低，但相对频带宽度却很宽。例如，自 20 至 20,000 赫，高低频率之比达 1000 倍。因此它们都是采用无调谐负载，如电阻、变压器等。高频功率放大器的工作频率高（由几百千赫一直到几百、几千甚至几万兆赫），但相对频带很窄。例如，调幅广播电台（535~1605 千赫的频段范围）的频带宽度为 10 千赫^①，如中心频率取为 1000 千赫，则相对频宽只相当于中心频率的百分之一。中心频率越高，则相对频宽越小。因此高频功率放大器一般都采用选频网

^① 从 1978 年 11 月 23 日起，我国已根据 1975 年国际电信联盟在日内瓦召开的一、三区长中波会议上制定的一、三区长中波广播规划达成的协议，将频道间隔由 10 千赫改为 9 千赫，各频道具体频率由 10 千赫整数倍改为 9 千赫整数倍（见 1978 年 11 月 22 日《人民日报》）。

络作为负载回路。由于这后一特点，使得这两种放大器所选用的工作状态不同：低频功率放大器可工作于甲类、甲乙类或乙类（限于推挽电路）状态；高频功率放大器则一般都是工作于丙类（某些特殊情况可工作于乙类）。近年来，为了减少调谐机构，高频功率放大器有时采用宽带负载。但这要以降低输出功率为代价。

综上所述可见，高频功率放大器与低频功率放大器的共同之点是要求输出功率大，效率高；它们的不同点则是二者的工作频率与相对频宽不同，因而负载网络与工作状态也不同。

从《低频电子线路》课程我们已经知道，放大器可以按照电流通角的不同，分为甲、乙、丙三类工作状态。甲类放大器的电流通角为 360° ，适用于小信号低功率放大。乙类放大器的电流通角约等于 180° ；丙类放大器的电流通角则小于 180° 。乙类和丙类都适用于大功率工作。丙类工作状态的输出功率和效率是三种工作状态中最高者。高频功率放大器大多工作于丙类。但丙类放大器的电流波形失真太大，因而不能用于低频功率放大器，只能用于采用调谐回路作为负载的谐振功率放大器。由于调谐回路具有滤波能力，回路电流与电压仍然极近于正弦波形，失真很小。

除了以上几种按电流通角来分类的工作状态外，近些年来，又有使电子器件工作于开关状态的丁类放大和戊类放大。丁类放大器的效率比丙类放大器还要高，理论上可达 100% ，但它的最高工作频率受到开关转换瞬间所产生的器件功耗（集电极耗散功率或阳极耗散功率）的限制。如果在电路上加以改进，使电子器件在通断转换瞬间的功耗尽量减小，则工作频率可以提高。这就是所谓戊类放大器。这两类放大器是晶体管高频功率放大器的新发展，尤其是戊类放大器，是 1975 年才出现的新型放大器^[1]，值得重视。

由于高频功率放大器通常工作于丙类，属于非线性电路，因此不能用线性等效电路来分析。第四章已指出，对它们的分析方法

可以分为两大类：一类是图解法，即利用电子器件的特性曲线来对它的工作状态进行计算；另一类是解析近似分析法，即将电子器件的特性曲线用某些近似解析式来表示，然后对放大器的工作状态进行分析计算。最常用的解析近似分析法是用折线段来表示电子器件的特性曲线，称为折线法。总的说来，图解法是从客观实际出发，计算结果比较准确，但对工作状态的分析不方便，手续较烦冗；折线近似法的物理概念清楚，分析工作状态方便，但计算准确度较低。

根据对工作频率、输出功率、用途等的不同要求，可以采用晶体管或电子管作为高频功率放大器用的电子器件。晶体管与电子管相比，有很多优点：体积小、重量轻、耗电省、寿命长等。因此它一出现，就显示了旺盛的生命力。在很短时间内，就获得了极为迅速的发展。在许多场合，如脉冲与数字电路、低频放大、高频小信号放大等领域，晶体管已经或正在取代电子管的地位，成为电子技术的生力军，为无线电电子学的发展揭开了新的篇章。但是事物都是一分为二的。晶体管的诞生和迅速发展并不意味着电子管将完全退出无线电电子学的舞台。例如，在高频大功率方面，目前无论是在输出功率或在最高工作频率方面，电子管仍然占优势。现在已有单管输出功率达 2000 千瓦的巨型电子管，这是晶体管所望尘莫及的。当然，晶体管也在高频大功率方面不断取得新的突破。例如，1964 年晶体管工作在 400 兆赫时功率达 13 瓦，到 1974 年即已在 1400 兆赫以上获得 50 瓦的功率。晶体管的采用，对发射机的小型化有重大的意义，是发展的方向。因此本章将以晶体管为主，来进行讨论。但几百瓦至千瓦级以上的发射机，目前还都是采用电子管。因此，本章也对电子管高频功率放大器给以必要的讨论。在可能范围内，都尽可能兼顾到晶体管与电子管，因为二者在工作原理与电路方面有许多共同的地方。

应该说明,对于晶体管高频功率放大器工作状态的分析,远不如电子管高频功率放大器的理论那样完整、成熟。这是因为晶体管内部的物理过程比电子管复杂得多,尤其是在高频大信号工作时,更是如此。因此,晶体管高频功率放大器工作状态的计算相当困难,有些地方就是直接采用与电子管类比的方法来讨论的。通常只进行定性分析与估算,再依靠实验调整到预期的状态。

高频功率放大器的主要技术指标是输出功率与效率,这在本节开始时即已指出。除此之外,输出中的谐波分量还应该尽量小,以免对其它频道产生干扰。国际间对谐波辐射规定有两个标准:(1)对中波广播来说,在空间任一点的谐波场强对基波场强之比不得超过 0.02%;(2)不论电台的功率有多大,在距电台一公里处的谐波场强不得大于 50 微伏/米。在一般情况下,假如任一谐波的辐射功率不超过 25 毫瓦,即可认为满足上述要求。

如前所述,高频功率放大器的主要技术指标是输出功率与效率,这是研究这种放大器时应抓住的主要矛盾。工作状态的选择就是由这主要矛盾来决定的。可以这样说,在给定电子器件之后,为了获得高的输出功率与效率,应采用丙类工作状态。而允许采用丙类工作的先决条件,则是工作频率高、频带窄、允许采用调谐回路做负载。那么,为什么在丙类工作时,可以获得高的输出功率和效率呢?这就是下节所要讨论的问题。

§ 5.2 谐振功率放大器的工作原理

由于晶体管的工作情况与频率有极密切的关系,因此,可以把它的工作频率范围划分成如下三个区域:

低频区 $f < 0.5f_{\beta}$

中频区 $0.5f_{\beta} < f < 0.2f_T$

高频区 $0.2f_T < f < f_T$

f_β 与 f_T 的意义已在第二章讲过, 此处不再重复。通常 f_β 与 f_T 之间的关系有 $0.2f_T > 3f_\beta$ 。

晶体管在低频区工作时, 可以不考虑它的等效电路中的电抗分量与载流子渡越时间等影响。此时能用分析电子管高频功率放大器相类似的方法来分析计算晶体管电路, 内容比较成熟。中频区的分析计算要考虑晶体管各个结电容的作用。高频区则需进一步考虑电极引线电感的作用。因此, 中频区和高频区的严格分析与计算是相当困难的。本节将从低频区来说明晶体管高频功率放大器的工作原理。§ 5.4 节再对晶体管在中频与高频区工作时的特点, 进行定性的说明。

5.2-1 获得高效率所需要的条件

从《低频电子线路》课程我们已经知道, 不论是晶体管放大器还是电子管放大器, 它们的作用原理都是利用输入到基极(或栅极)的信号, 来控制集电极(或阳极)的直流电源所供给的直流功率, 使之转变为交流信号功率输出去。这种转换当然不可能是百分之百的, 因为直流电源所供给的功率除了转变为交流输出功率的那一部分外, 还有一部分功率以热能的形式消耗在集电极(或阳极)上, 成为集电极(阳极)耗散功率。为方便起见, 下面只讨论晶体管电路, 但所得到的结论同样适用于电子管电路。

设 P_0 = 直流电源供给的直流功率;

P_{\sim} = 交流输出信号功率;

P_c = 集电极耗散功率

那么, 根据能量守恒定律应有

$$P_0 = P_{\sim} + P_c \quad (5.2-1)$$

为了说明晶体管放大器的转换能力, 采用集电极效率 η_c , 其定义为

$$\eta_c = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{P_{\sim}}{P_{\sim} + P_c} \quad (5.2-2)$$

由上式可以得出以下两点结论:

1) 尽量设法减少集电极耗散功率 P_c , 则集电极效率 η_c 自然会提高。这样, 在给定的 P_0 时, 晶体管的交流输出功率 P_{\sim} 就会增大;

2) 如果维持晶体管的集电极耗散功率 P_c 不超过规定值, 那么, 提高集电极效率 η_c , 将使交流输出功率 P_{\sim} 大为增加。对于这一点可说明如下:

由式(5.2-2)得

$$P_{\sim} = \left(\frac{\eta_c}{1 - \eta_c} \right) P_c \quad (5.2-3)$$

如果 $\eta_c = 20\%$ (甲类放大), 则由上式得 $(P_{\sim})_1 = \frac{1}{4} P_c$; 如果 $\eta_c = 75\%$ (丙类放大), 则得到 $(P_{\sim})_2 = 3 P_c$ 。显然, $(P_{\sim})_2 = 12 (P_{\sim})_1$ 。由此可见, 对于给定的晶体管, 在同样的集电极耗散 P_c 的条件下, 当 η_c 由 20% 提高到 75% 时, 输出功率将提高十二倍。可见提高效率对输出功率有极大的影响。这一概念是十分重要的。当然, 这时输入直流功率也要相应地提高, 才能在 P_c 不变的情况下, 增加输出功率。

高频功率放大器就是从这方面入手, 来提高输出功率与效率的。

如何减小集电极耗散呢? 参看图 5.2-1 所示的高频功率放大器的基本电路。我们知道, 在任一元件(呈电阻性)上的耗散功率应该等于通过该元件的电流与该元件两端电压的乘积。因此, 晶体管的集电极耗散功率在任何瞬间总是等于瞬时集电极电压 e_c 与瞬时集电极电流 i_c 的乘积。如果使 i_c 只有在 e_c 最低的时候才能通过, 那么, 集电极耗散功率自然会大为减小。由此可见, 要想获得高的集电极效率, 放大器的集电极电流应该是脉冲状。当电流通角小于 180° 时, 即为丙类工作状态。这时基极直流偏压 V_{bb} 应

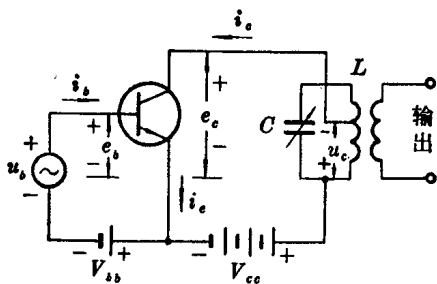


图 5.2-1 高频功率放大器的基本电路

为负值(NPN型)或正值(PNP型),即基极处于反向偏置状态^①。对于如图所示的NPN型管来说,只有在激励信号电压 u_b 为正值的一段时间内($+\theta_c$ 至 $-\theta_c$)才有集电极电流产生,如图5.2-2(a)所示。图中,将晶体管的转移特性曲线理想化为一条直线(见§5.3),交横轴于 V_{bz} 。 V_{bz} 叫截止电压或起始电压。硅管的 $V_{bz}=0.4\sim 0.6$ 伏,锗管的 $V_{bz}=0.2\sim 0.3$ 伏。由图可知, $2\theta_c$ 是在一周期内的集电极电流通角,因此 θ_c 可称为半通角或截止角(意即 $\omega t=\theta_c$ 时,电流被截止)。为方便起见,以后即将 θ_c 简称为通角。由图5.2-2(a)可以看出(图中 V_{bb} 取绝对值)

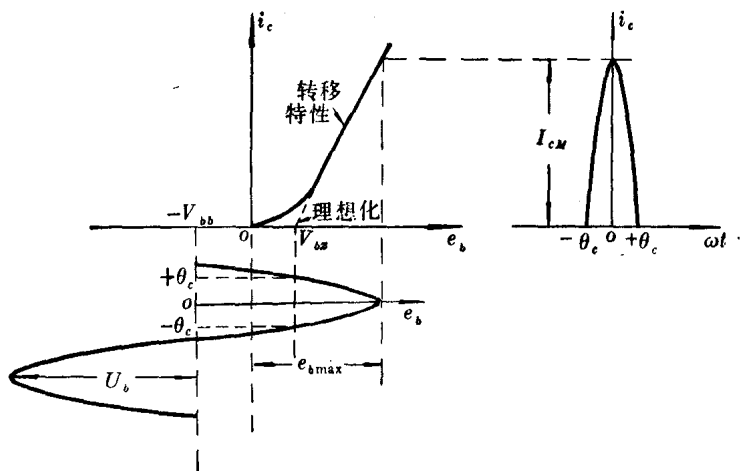
$$U_b \cos \theta_c = V_{bz} + V_{bb}$$

故得

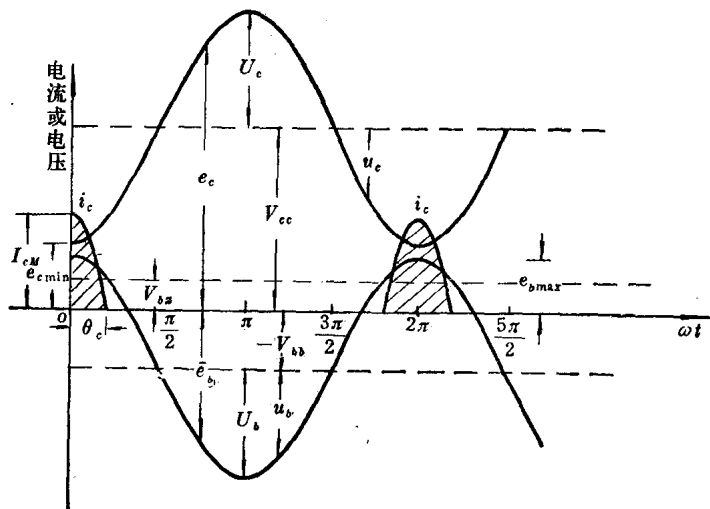
$$\cos \theta_c = \frac{V_{bb} + V_{bz}}{U_b} \quad (5.2-4)$$

必须强调指出,集电极电流 i_c 虽然是脉冲状,包含很多的谐波,失真很大,但由于在集电极电路内采用的是并联谐振回路(或其它形式的选频网络),如使这并联回路谐振于基频,那么它对基

^① 从折线法的观点来看,基极偏压 V_{bb} 等于 V_{bz} 时,电流截止,即为乙类工作状态;当 $V_{bb} < V_{bz}$ 时,即为丙类工作状态。 $V_{bb} < V_{bz}$ 时, V_{bb} 可以为正向偏置或反向偏置,视通角 θ_c 与激励电压 U_b 的大小而定,但大多数情况是采用反向偏置。



(a)



(b)

图 5.2-2 高频功率放大器中各部分电压与电流的关系

频呈现很大的纯电阻性阻抗,而对谐波的阻抗则很小,可以看作是短路,因此,并联谐振电路由于通过 i_c 所产生的电位降 u_c 也几乎

只含有基频。这样, i_c 的失真虽然很大, 但由于谐振回路的这种滤波作用, 仍然能得到正弦波形的输出。

例 5.2-1 试求图 5.2-1 的并联谐振电路各次谐波与基频的阻抗值之比。已知回路 $Q = \frac{\omega L}{R} = 100$, 回路谐振于基频。

解 并联谐振阻抗为

$$(Z_p)_\omega = R_p = \frac{L}{CR} = Q\omega L$$

对于谐波 $n\omega$ 的阻抗应等于

$$(Z_p)_{n\omega} = \frac{(R + jn\omega L) \frac{1}{jn\omega C}}{R + j\left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right)}$$

由于 $Q = \frac{\omega L}{R} = 100 \gg 1$, 因此 $n\omega L \gg R$, 同时注意到 $\omega^2 LC = 1$, 于是上式可化简为

$$\begin{aligned} (Z_p)_{n\omega} &\approx \frac{n\omega L}{jn\omega C\left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right)} \\ &= -j \frac{n}{(n^2 - 1)Q} (Q\omega L) \\ &= -j \frac{n}{(n^2 - 1)Q} (Z_p)_\omega \end{aligned}$$

由此可知, 回路对高次谐波呈电容性阻抗。它的绝对值与基频谐振阻抗的比值等于

$$\left| \frac{(Z_p)_{n\omega}}{(Z_p)_\omega} \right| = \frac{n}{(n^2 - 1)Q}$$

在本例中, $Q = 100$, 因此当 $n = 2, 3, 4, 5$ 等数值时

$$\left| \frac{(Z_p)_{2\omega}}{(Z_p)_\omega} \right| = \frac{2}{(4 - 1)100} = \frac{1}{150} = 0.00667$$

$$\left| \frac{(Z_p)_{3\omega}}{(Z_p)_\omega} \right| = \frac{3}{(9 - 1)100} = \frac{3}{800} = 0.00375$$

$$\left| \frac{(Z_p)_{4\omega}}{Z_p} \right| = \frac{4}{(16-1)100} = \frac{1}{375} = 0.00267$$

$$\left| \frac{(Z_p)_{5\omega}}{(Z_p)_\omega} \right| = \frac{5}{(25-1)100} = \frac{1}{480} = 0.00208$$

由此可见,回路阻抗对于各次谐波来说,它们的值与谐振于基频之值相比,小到完全可以忽略的程度(仅为千分之几),可以认为是短路的。因此,虽然 i_c 是脉冲状,但回路两端的电压以及由这电压所产生的回路电流仍然是正弦波形。这一概念十分重要。

回路的这种滤波作用也可从能量的观点来解释。回路是由储能元件 L (可以储存磁能)和 C (可以储存电能)组成的。在集电极电流通过的期间,回路储藏能量;而在电流被截止的期间,回路释放能量。这样就维持了回路中振荡电流的连续性。这一情况和机械系统中的飞轮作用很相似。在一个单冲程式的引擎里,能量的来源也是“脉冲”式的,但活塞的移动则近似于简谐运动,其原因就在于飞轮能够储藏和释放能量。因此,回路的滤波作用有时也叫“飞轮效应”。

由于回路对基频呈纯电阻性阻抗,当集电极电流 i_c 最大时,回路上所产生的电压降 u_c 也为最大值 U_c ,因此集电极电压瞬时值 e_c 成为最小值 $e_{c\min} = V_{cc} - U_c$ 。 i_c 最大时,也是瞬时基极电压 e_b 达到最大值 $e_{b\max} = -V_{bb} + U_b$ 的时刻。所以集电极电压 e_c 与基极电压 e_b 的相位差正好等于 180° 。这时所得到的 e_c 、 e_b 、 i_c 等的波形和相位关系如图 5.2-2(b) 所示①。由图可知, i_c 只在 e_c 很低的

① 这一部分所用的符号较多,汇总如下:

V_{cc} 集电极电路的直流电源电压;

V_{bb} 基极电路的直流偏压;

u_c 集电极回路交流输出电压,振幅为 U_c ;

u_b 基极交流信号电压,振幅为 U_b ;

e_c 集电极到发射极的瞬时电压,最小值为 $e_{c\min}$;

e_b 基极到发射极的瞬时电压,最大值为 $e_{b\max}$;