

高频非线性电子电路

北京邮电学院二系高频电路
网络理论教研室编

一九八〇年二月

目 录

第一章 非线性电路的分析方法

§ 1 非线性元件	1
1—1 非线性元件与线性元件的区别	1
1—2 非线性电阻	1
1—3 非线性电感	3
1—4 非线性电容	3
§ 2 非线性电阻电路的分析方法	4
2—1 具有指数特性的非线性电阻电路	4
2—2 差动特性	12
2—3 具有平方律特性的非线性电阻电路	17
2—4 折线近似法	21
2—5 幂级数近似法	23
2—6 时变参量法	26
§ 3 电抗元件与非线性电阻组成的电路	28
3—1 电容与非线性电阻串联的电路	28
3—2 振荡回路与非线性电阻相并联的电路	33
§ 4 非线性电抗元件	36
4—1 简谐波激励下非线性电抗元件的电流电压波形	37
4—2 非线性电抗元件的等效参数	39
§ 5 非线性电子电路中的基本运算器	42
5—1 加法器与减法器	42
5—2 微分器与积分器	44
5—3 模拟乘法器	45

第二章 高频功率放大器

§ 1 窄带高频功率放大器的特点	58
§ 2 丙类高频功率放大器	59
2—1 晶体管特性曲线的理想化	60
2—2 集电极电流的动态特性	63
2—3 放大器工作状态的分类	66

2—4	临界工作状态下放大器输出功率及效率与负载通角的关系	67
2—5	输入电导	69
2—6	放大倍数	70
2—7	控制放大器工作状态的方法	71
2—8	调幅波的放大	75
2—9	耦合网络	75
§ 3	丁类高频功率放大器	76
3—1	工作特点	76
3—2	电压开关型电路	77
3—3	电流开关型电路	79
3—4	准丁类电路	82
§ 4	戊类放大器	82

第三章 简谐波振荡器

§ 1	线性单振荡回路的自激振荡原理	85
1—1	线性单振荡回路的自由振荡	85
1—2	自激振荡器的基本形电路和自激开始条件	86
1—3	自激振荡的平衡过程	87
1—4	隧道二极管负阻器和振荡器	90
1—5	反馈型负阻器和振荡器	92
1—6	自激振荡的反馈环传输函数分析法	104
1—7	振幅稳定和频率稳定原理	106
§ 2	石英晶体振荡器	114
2—1	石英晶体的等效电路和阻抗特性	115
2—2	晶体振荡器电路	116
§ 3	高频简谐波振荡器的设计原则	124
3—1	振荡电路形式的选择	124
3—2	振荡管的选择	126
3—3	晶体管偏置电路和静态工作点的确定	126
3—4	振荡回路的计算	130
§ 4	RC 振荡器	134
4—1	文氏电桥振荡器	134
4—2	RC 移相振荡器	138

第四章 频率变换

§ 1	倍频	140
1—1	倍频器的种类	140

1—2	丙类倍频器	141
1—3	变容二极管简介	142
1—4	变容二极管倍频器的工作原理	144
1—5	变容二极管倍频器电路实例	147
§ 2	混频	147
2—1	对混频器的主要要求	148
2—2	场效应管混频器	148
2—3	晶体三极管混频器	150
2—4	晶体三极管差动式混频器	152
2—5	用时变参数法分析混频电路	154
2—6	变频器	155

第五章 振幅调制

§ 1	调幅波及其产生方法	158
1—1	调幅波及其频谱	158
1—2	调幅波的产生方法	162
§ 2	乘法器调幅电路	167
§ 3	断续型调幅电路	169
3—1	二极管桥形压控开关	169
3—2	断续型调幅电路	171
§ 4	非线性器件的调幅电路	173
4—1	晶体三极管发射结调幅电路	173
4—2	晶体三极管集电结调幅电路	176

第六章 频率调制

§ 1	调频信号的表示式及其频谱	181
1—1	调相和调频信号的表示式	181
1—2	调频信号的带宽	182
§ 2	调频信号通过非线性电路的传输	183
2—1	调频信号输入时非线性电路的输出信号	183
2—2	选出基波调频信号的条件	184
2—3	调频方波和调频三角波	187
§ 3	调频方法概述及对频率调制的要求	188
3—1	调频微分方程的模拟法	188
3—2	直接调频法	190
3—3	间接调频法	190
3—4	可变时延调频法	191

3—5	对频率调制的要求	192
§ 4	调频微分方程的模拟法	192
4—1	用模拟计算机模拟调频微—积分方程	192
4—2	振幅的稳定和调整	195
§ 5	“准静态”频率调制——电抗管和变容管调频器	197
5—1	“准静态”调频微分方程及其近似条件	197
5—2	电抗管调频器	200
5—3	变容管调频器	204
§ 6	调频三角波和调频方波的产生原理	212
6—1	调频三角波的产生原理	212
6—2	调频方波的产生原理	214
§ 7	间接调频法	216
7—1	利用谐振回路实现调相	217
7—2	利用相移网络实现调相	218
7—3	矢量合成调相法	219
7—4	间接调频的方块图	220

第七章 振幅解调

§ 1	引言	224
§ 2	同步检波	224
§ 3	平均值包络检波	227
3—1	平均值包络检波的原理	227
3—2	平均值包络检波器的电路和分析	231
§ 4	峰值包络检波	233
4—1	等幅信号的检波	233
4—2	调幅信号的检波	237
4—3	惰性失真	244
4—4	平顶切削失真	245

第八章 频率解调

§ 1	引言	249
§ 2	限幅器	249
2—1	晶体二极管并联限幅器	249
2—2	晶体二极管串联限幅器	251
2—3	差分对限幅器	251
2—4	限幅系数	252
§ 3	频率解调原理	253

§ 4	直接微分法——克拉克—赫斯鉴频器	258
§ 5	频域微分法——斜率鉴频器	261
5-1	单端斜率鉴频器	261
5-2	平衡斜率鉴频器	264
§ 6	时延微分法——相位鉴频器、比例鉴频器	266
6-1	相位鉴频器	271
6-2	比例鉴频器	273

第九章 无线电通信系统中的自动控制技术

§ 1	自动控制系统	276
§ 2	自动相位控制系统 (APC)	278
2-1	自动相位控制系统的方框图	278
2-2	相位比较器的特性和数学表示式	280
2-3	压控振荡器的特性和数学表示式	285
2-4	环路滤波器的特性和数学表示式	285
2-5	系统的基本方程和数学模型	286
2-6	一阶环路的特性	289
2-7	自动相位控制系统的基本特性	296
2-8	自动相位控制系统在无线电通信系统中的应用	297
§ 3	自动频率控制系统 (AFC)	300
3-1	自动频率控制系统在频率调制技术中的应用	301
3-2	自动频率控制系统在调频无线电接收设备中的应用	304
§ 4	自动电压控制系统 (AVC)	305

第一章 非线性电路的分析方法

在无线电通信技术中，利用非线性电路进行信号的放大和信号的变换——如调制、解调变频等。还利用电路的非线性特性实现电路的自动稳定，如振荡器的自稳幅、自稳频，放大器的自动增益控制等。

分析非线性电路要比分析线性电路复杂得多，其主要原因是因为非线性电路中不能应用迭加原理。当作用于电路的信号大小发生变化时，电路所呈现的特性将发生很大的变化。因此，一些适用于线性电路的分析方法，有一些是不适用了，有一些只能在一定条件下才适用。除此之外，还必须提出一些专门用于分析非线性电路的方法。

本章将就分析非线性电路中的一些带有普遍性的问题作一介绍。

§ 1 非线性元件

1-1 非线性元件与线性元件的区别

简要地说，对于一个线性元件，当激励信号作用于元件时，其所产生的响应信号的大小，与激励信号的幅度成比例。在直角坐标系统中，响应信号与激励信号的关系是一条直线。对于一个非线性元件则否，直角坐标系统中的响应信号与激励信号之间的关系不是一条直线。线性与非线性之分，即由此而来。

然而，对于一个具体的元件来说，其特性究竟是线性还是非线性的，并不是绝对的。通常一个元件的激励信号与响应信号之间的线性关系，只能在信号大小的有限范围内才能保持。一般人们所指的线性元件，是指在正常大小的信号作用下，激励信号与响应信号之间具有线性关系。有一些元件，在一定条件下可认为是线性元件，而当条件变化时，便成了非线性的了。例如晶体三极管，当运用信号很小时，我们认为它是一个线性元件，可用一个线性四端网络来等效它，可是当运用信号增大时，就不能当作一个线性元件了。在本章节中，我们将讨论元件的非线性特性。

1-2 非线性电阻

利用元件的伏安特性可以较好地说明其电阻特性。图 1—1—1(a) 及 (b) 分别示出两种元件的伏安特性曲线。显而易见；图 (a) 所代表的元件，是线性电阻。而图 (b) 所代表的元件，则是非线性电阻。

对图 1—1—1(b) 所代表的非线性元件，人们通常规定两种电阻的定义以说明其电阻特性。一个叫直流电阻，或称静态电阻，另一个叫交流电阻，或称微变电阻，也称动态电阻

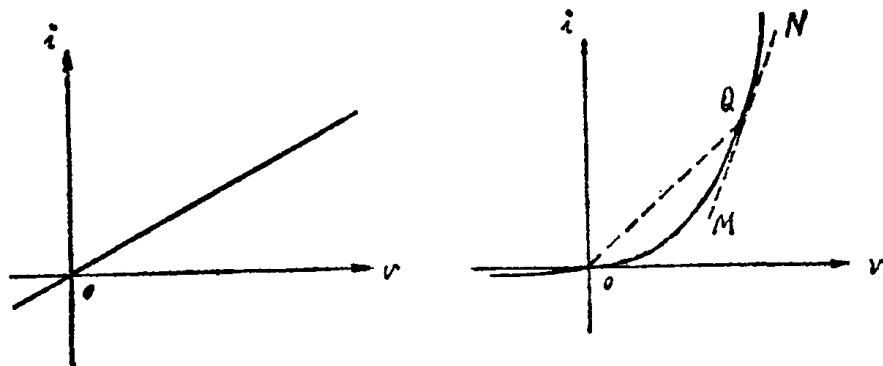


图 1—1—1 电阻元件的伏安特性

直流电阻 $R_{dc} = \frac{v}{i}$, (1—1—1)

交流电阻 $R_{ac} = \frac{dv}{di}$ 。 (1—1—2)

从图 1—1—1(b) 可以看出, 当通过元件的电流为 i_0 , 而其端电压为 v_0 时, 直流电阻值等于 \overline{OQ} 线斜率的倒数, 而交流电阻值则等于通过伏安特性曲线上 Q 点的切线 \overline{MN} 斜率的倒数, 可见, 对于非线性元件, 直流电阻和交流电阻之值因工作点电流、电压之值不同而异。且一般说来, 直流电阻与交流电阻之值不等。

某些元器件, 例如隧道二极管、单结晶体管 (又称双基极二极管), 它的伏安特性曲线的某一段的斜率是负的。图 1—1—2(a) 及 (b) 分别示出隧道二极管和双基极二极管的伏安特性曲线。图中 AB 线段的斜率为负。该器件在此区间工作时, 它的交流电阻是负值。

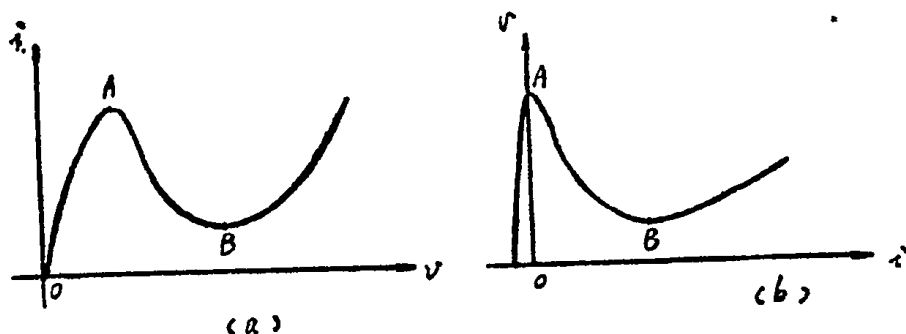


图 1—1—2 具有负阻特性的伏安特性曲线

图 (a) 所示伏安特性的特点是同一电流值可能对应于一个以上的电压值, 但一个电压值只对应于一个电流值, 这种器件称为电压控制型负阻器件。图 (b) 所示伏安特性的特点是同一电压值可能对应于一个以上的电流值, 但一个电流值只对应于一个电压值, 这种器件称为电流控制型负阻器件。

我们知道, 通过正电阻的电流是高电位端流进。但信号电源的电流是由高电位端流出。用 (电压/电流) 比表示时相当于负电阻, 故负电阻代表能源。工作于负阻区的器件, 当其两端加有交流电压 (或流过交流电流时), 也可构成一个交流能源。负阻器件成为交流能源的物理实质是在交流电压 (或电流) 的作用下, 器件将直流电能转换为交流能量, 不应与发电机一类的交流电源给出的交流能量相混淆。

1-3 非线性电感

电感的特性通常用流过它的电流与其所产生的磁通的关系来说明。用来表示这种关系的曲线称为磁化曲线。图 1-1-3 示出三种磁化曲线。

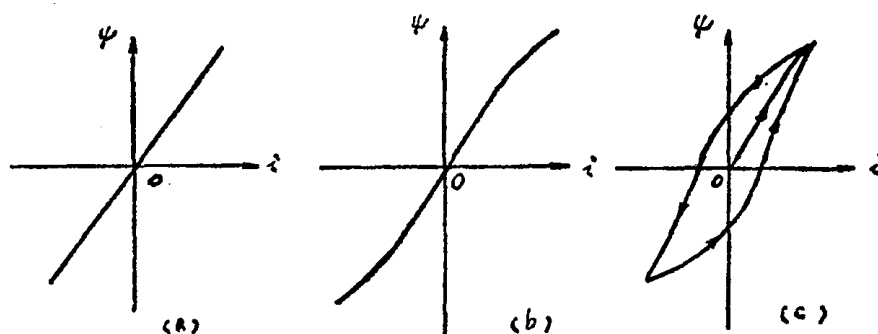


图 1-1-3 电感元件的磁化曲线

图 1-1-3(a) 为线性电感元件的磁化曲线，它是一条通过原点的斜直线，其斜率等于电感量（即自感系数）。图 (b) 及 (c) 为非线性电感的磁化曲线。

为了便于说明非线性电感的非线性特性，人们定义两种电感——静态电感 L_s 和动态电感 L_d 。静态电感是穿绕线圈的总磁通 ψ 与产生此磁通的电流 i 之比。而动态电感为穿绕线圈磁通的微变量与相应电流的微变量之比。

在动态分析中，电感线圈两端的电压，只与动态电感有关。而与静态电感无关。即

$$e = L_d \frac{di}{dt}, \quad (1-1-3)$$

$$L_d = \frac{d\psi}{dt}。 \quad (1-1-4)$$

对于象图 1-1-3(c) 那样具有磁滞回线形状的磁化曲线，电感的非线性特性比较复杂，磁通是电流的多值函数。电感量的大小不仅与电流大小有关，而且与磁性材料的磁化历史情况有关。

1-4 非线性电容

电容的特性通常用其所贮存的电荷与电容的端电压之间的关系来说明。故可通过伏（特）库（伦）特性曲线来说明电容的非线性特性。图 1-1-4(a) 及 (b) 分别表示线性电容与非线性电容的伏库特性曲线。

图 1-1-4(a) 所示线性电容的伏库特性，是一条通过原点的斜直线，其斜率等于电容器的电容量。对于图 1-1-4(b) 所示的非线性电容伏库特性，定义两种电容来说明其非线性特性。

$$\text{静态电容} \quad C_s = \frac{Q}{V}, \quad (1-1-5)$$

$$\text{动态电容} \quad C_d = \frac{dq}{dt}。 \quad (1-1-6)$$

在动态运用时，动态电容既与交流电压大小有关，也与静态电压有关。

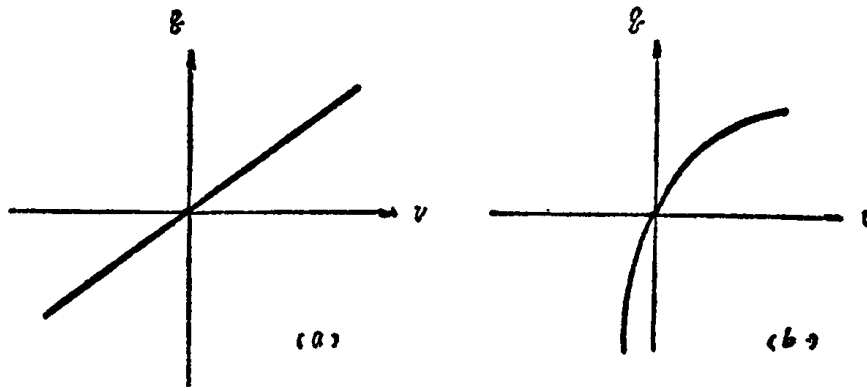


图 1-1-4 电容的伏库特性曲线

通信电路中常用的非线性电容，其非线性特性的来源有

1. 电容器极板间的介电常数 ϵ 随电场强度而变，这类材料有钛酸钡、智利盐等。
2. 电容器的两个（等效）极板间的距离随电容器上的端电压而变。PN 结的势垒电容即属于此。
3. 电容器中储存电荷的能力随外加电压而变。PN 结的扩散电容，由于半导体中储存空穴电子对随正向结电压的增大而以指数律增长，电容就随结电压的增大而增大。

§ 2 非线性电阻电路的分析方法

2-1 具有指数特性的非线性电阻电路

我们知道，PN 结的电流 i 和电压 v 的关系为

$$i = I_s (e^{vq/kT} - 1), \quad (1-2-1)$$

式中 I_s 为 PN 结反向饱和电流， q 为电子电荷量， k 为波尔兹曼常数， T 为绝对温度。在室温情况

$$\left. \frac{q}{kT} \right|_{T=300^\circ K} = \frac{1}{26} \text{ (毫伏)}^{-1}. \quad (1-2-2)$$

当正向电压 v 大于 50 毫伏时， $e^{vq/kT} \gg 1$ ，式 (1-2-2) 可简化为

$$i = I_s e^{vq/kT} \quad (1-2-3)$$

在一般运用情况下 $v > 50$ 毫伏，如果 PN 结的电流在半导体的体电阻上的电压降可以忽略，而且晶体管的 α (或 β) 随电流而变的影响也可以忽略。那么，式 (1-2-3) 便是二极管的电流和电压间，或三极管的发射极电流和基极-发射极间电压的一个很好的近似表示式。但是当工作电流很大，半导体体电阻上的电压相当大，由于大电流在器件所运用的电流范围内，占有较大的比重，此时如果用管端电压降来代替结电压，并利用式 (1-2-3) 进行分析，将导致较大的误差。这是我们在应用指数特性分析时所必须考虑的前提。

1. 小信号运用

假定加到晶体三极管输入端的电压为

$$v_B(t) = V_{BEQ} + v(t),$$

式中 V_{BEQ} 为静态工作点偏压， $v(t)$ 为一随时间变化的信号电压，则输出电流可表示为

$$i_C(t) \simeq i_E(t) = I_s e^{qV_{BEQ}/kT} e^{q v(t)/kT}$$

如果输入交变信号很小, 满足 $qv(t)/kT \ll 1$, 即 $v(t)$ 远比 $26mV$ 小, 将上式中的后一个指数项按二项式定理展开, 只取其前两项, 可得

$$i_c(t) = I_s e^{qV_{BEQ}/kT} \left[1 + \frac{qv(t)}{kT} \right] = I_{CQ} + i(t) \quad (1-2-4)$$

其中 $I_{CQ} = I_s e^{qV_{BEQ}/kT}$ 为静态工作点的集电极电流, $i(t) = I_{CQ} \frac{qv(t)}{kT}$ 为输出信号电流。

跨导
$$g_m = \frac{i(t)}{v(t)} = \frac{qI_{CQ}}{kT} \quad (1-2-5)$$

我们看到, 上式所表示的跨导与混合 π 等效电路中的参量 g_m 的表示式完全一样。在混合 π 等效电路中, $I_c = g_m V_{b'e}$ 。在这里 $i(t) = g_m v(t)$, $v(t)$ 是 be 之间的信号电压, 它与 $b'e$ 之间的电压相差一个 $r_{bb'}$ 上的电压降。可见, 只有 $r_{bb'}$ 上的电压相对于 $b'e$ 间的电压可以忽略时, 我们这里所得到的近似式才比较接近实际结果。

从非线性运用的观点来考察式 (1-2-5), 因为跨导正比于静态工作点电流 I_{CQ} 。我们可以控制这一电流并不绝对静止, 比如说可以令其变化和信号相比有较慢的变化, 便可实现自动增益控制或调制。令其受另一信号电压的控制, 变化较快也是可以的, 这样就可以实现变频。以后将要介绍的利用晶体管构成的乘法器以及许多频谱变换电路, 都要利用式 (1-2-5) 这一基本关系式。

2. 方波激励

参看图 1-2-1, 如果加到晶体三极管输入端的交变信号 $v(t)$ 是一个幅度为 V_1 的方波。显然, 晶体三极管输出电流也将是一个方波。其最大值为

$$I_{Cm} \approx I_{Em} = I_s e^{qV_{BEQ}/kT} e^{qV_1/kT},$$

最小值为

$$I_{Cn} \approx I_{En} = I_s e^{qV_{BEQ}/kT} e^{-qV_1/kT},$$

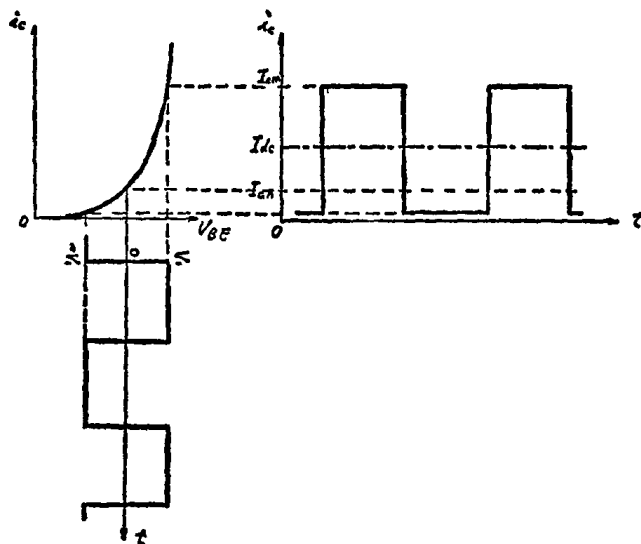


图 1-2-1 方波激励电压电流波形

输出电流的平均值

$$I_{dc} = \frac{I_{Cm} + I_{Cn}}{2} = I_s e^{qV_{BEQ}/kT} \text{ch}x, \quad (1-2-6)$$

输出电流的峰-峰值

$$I_{C_{pp}} = I_{C_m} - I_{C_n} = 2I_{C_0} e^{qV_{BE0}/kT} \text{sh}x \quad (1-2-7)$$

其中 $x = qV_1/kT$ 为输入电压方波振幅与 $kT/q = 26\text{mV}$ 之比, 称为输入的标称化电压幅度, 综合式 (1-2-6) 及 (1-2-7) 可得

$$I_{C_{pp}} = 2I_{dc} \text{th}x \quad (1-2-8)$$

在图 1-2-2 中, 绘出了 $\frac{I_{C_{pp}}}{2I_{dc}}$ 与 x 的关系曲线

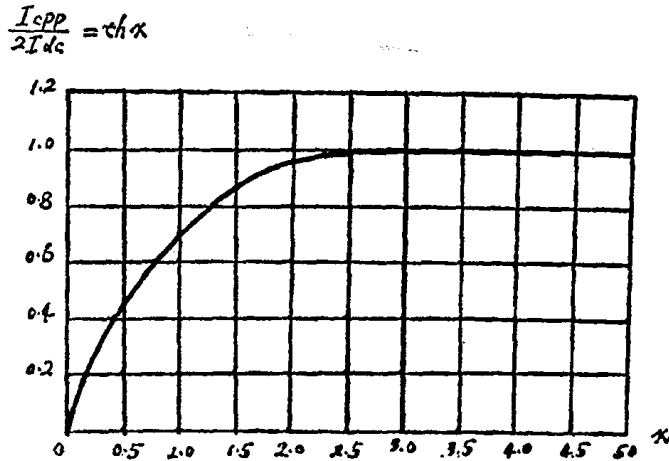


图 1-2-2 方波激励时 $\frac{I_{C_{pp}}}{2I_{dc}}$ 与 x 的关系

当 $x \ll 1$ 时, 式 (1-2-8) 简化为

$$\frac{I_{C_{pp}}}{2} = I_{dc}x = \frac{qI_{dc}}{kT} V_1 = g_m V_1 \quad (1-2-9)$$

此时 I_{dc} 近似地等于静态工作点电流 I_{C0} , 输出电流方波幅度与输入电压方波幅度成正比。这就是通常的小信号线性放大情况。

当 x 很大时, 例如 $x > 2.5$, 则 $\text{th}x$ 很接近 1 (达 0.99 以上), 此时

$$\frac{I_{C_{pp}}}{2} \simeq I_{dc} \quad (1-2-10)$$

式 (1-2-10) 的物理意义是, 当输入方波电压很大时, 整个负半周期期间的电流均保持在一个极小的数值, 可近似地看作是完全截止, 故输出电流的平均值等于峰峰值 $I_{C_{pp}}$ 的一半。

如果我们设法固定晶体管电流的平均值, 例如在其发射极接上一个恒流管, 同时并一个大的旁路电容。则当输入信号大小变化时, 输出信号大小不变。电路成了一个限幅器。限幅的物理实质是发射极接并有旁路电容的恒流管可等效为一无限大的微变直流电阻, 它阻止信号平均电流的变化。实际上, 当输入信号幅度增大时, 发射极的平均电流有极微小的变化, 这个极其微小的变化在恒流管两端产生相当可观的反向偏压, 使工作点降低, 得以阻止电流平均值的大幅度变化。

利用输出电流峰峰值 $I_{C_{pp}}$ 与平均值 I_{dc} 成正比而与 x 无关这一特点, 如果我们能设法控制晶体管电流的平均值 I_{dc} , 使之随一个低频调制信号而变, 就可以获得以方波为载波的线性调幅波。而且当输入方波的幅度在一定范围内变化 (只要保证 $x > 2.5$) 时, 输出调幅波

有较好的幅度稳定度。而如果将这个已调波通过一个振荡回路，滤除载波的高次谐波，但保证其旁频可以通过。便可得到一个以简谐波为载波的线性调制，而且振幅较为稳定的调幅波。

3. 简谐波激励

如果加到晶体管基—射极的信号为

$$v_B(t) = V_{BEQ} + V_1 \cos \omega t,$$

则

$$i_C(t) \simeq i_E(t) = I_s e^{qV_{BEQ}/kT} e^{qV_1 \cos \omega t / kT} = I_s e^{qV_{BEQ}/kT} e^{x \cos \omega t}$$

其中 x 的意义和前面一样，它等于 $\frac{V_1 q}{kT}$ ，为输入电压的标称化幅度。当 $\omega t = 0, 2\pi, 4\pi \dots$ 时， $i_E(t)$ 达到峰值 $I_{Ep} = I_s e^{qV_{BEQ}/kT} e^x$ 。命 $i_C(t)$ 及 $i_E(t)$ 与其峰值之比为标称化电流，就有

$$\frac{i_C(t)}{I_{Cp}} = \frac{i_E(t)}{I_{Ep}} = \frac{e^{x \cos \omega t}}{e^x} = W(t)$$

以 x 为参变数， $w(t)$ 随 ωt 而变的曲线图示于图 1—2—3。图中只画出一个周期的波形。由图可以看出，随着参数 x 的增大，标称化电流波形不断变窄。

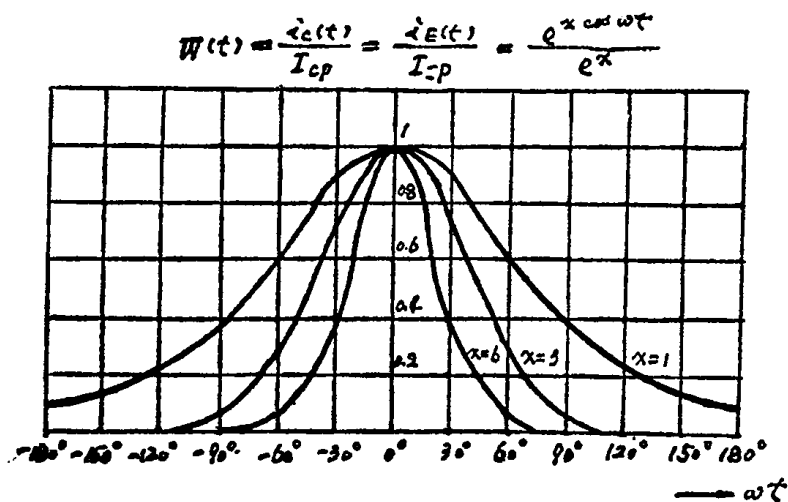


图 1—2—3 标称化电流 $\frac{i_C(t)}{I_{Cp}} = \frac{i_E(t)}{I_{Ep}}$ 与输入标称化电压的关系

假定标称化电流小于百分之 5 时，管子算作截止。注意，这里的截止概念与一般的截止概念有所不同，一般的截止是根据电流绝对值小于某一值确定，而这里所谓截止是根据电流相对值小于某一值确定。当电流峰值很大时，我们确定的刚好截止时的电流可能是相当可观的。令刚好截止时的 $\omega t = \varphi$ ，称 φ 为导通角。实际通流的相角在 $-\omega t$ 至 ωt 之间，即由 $-\varphi$ 至 $+\varphi$ ，共计 2φ 。可由下式解出导通角 φ 的数值为

$$\frac{e^{x \cos \varphi}}{e^x} = 0.05 \quad (1-2-11)$$

$$\varphi = \cos^{-1} \left(1 + \frac{\ln 0.05}{x} \right) \simeq \cos^{-1} \left(1 - \frac{3}{x} \right) \quad (1-2-12)$$

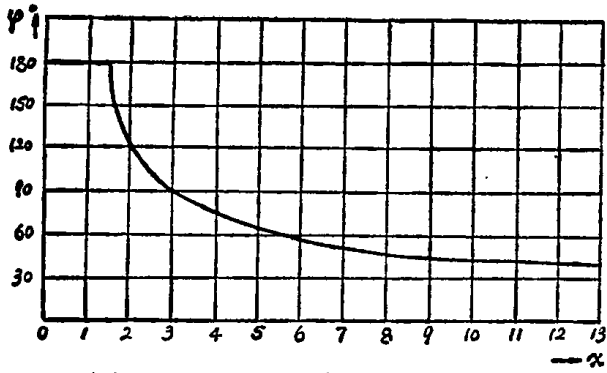


图 1—2—4 通角 φ 与 x 的关系

通角 φ 与 x 的关系曲线示于图 1—2—4。

通角 φ 只取决于 x ，故输出电流波形取决于输入电压幅度，而与静态工作点的偏置大小无关。这是指数特性的一个基本特点。

可以将输出电流 $i_C(t)$ 展开成傅氏级数的形式如下：

$$i_C(t) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n \cos n\omega t$$

其中
$$C_0 = \frac{I_{Cp}}{e^x} \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \theta} d\theta \right) = \frac{I_{Cp}}{e^x} I_0(x), \quad (1-2-13a)$$

$$C_n = \frac{2I_{Cp}}{e^x} \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \theta} \cos n\theta d\theta \right) = \frac{2I_{Cp}}{e^x} I_n(x). \quad (1-2-14a)$$

$$= 2C_0 \frac{I_n(x)}{I_0(x)} \quad (1-2-14b)$$

$I_n(x)$ 是以 x 为变数的 n 阶变形贝塞尔函数。在表 1—2—1 中，我们给出 x 为不同值时，按公式 (1—2—13a) 和 (1—2—14) 积分得出的一些函数比值

表 1—2—1 x 为不同值时，变形贝塞尔函数比

x	$\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}$	$\frac{2I_2(x)}{I_0(x)}$	$\frac{2I_3(x)}{I_0(x)}$	$\frac{I_2(x)}{I_1(x)}$
0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
0.1	0.0999	0.0024	—	0.024
0.5	0.4850	0.0600	0.0050	0.124
1.0	0.8928	0.2144	0.0350	0.240
2.0	1.3955	0.6045	0.1866	0.433
3.0	1.6200	0.9200	0.3933	0.568
5.0	1.7868	1.2853	0.7585	0.719
7.0	1.8511	1.4711	1.0104	0.795
10.0	1.8972	1.6206	1.2490	0.854
14.0	1.9272	1.7247	1.4344	0.895
20.0	1.9493	1.8051	1.5883	0.926

注意到
$$C_0 = \frac{I_{Cp}}{e^x} I_0(x) = I_{dc}, \quad (1-2-13b)$$

我们可以将 $i_c(t)$ 写作直流分量 I_{dc} 的函数如下,

$$i_c(x) = I_{dc} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t \right]. \quad (1-2-15)$$

利用表 1-2-1 的数值, 绘出 $2I_1(x)/I_0(x)$, $2I_2(x)/I_0(x)$, $2I_3(x)/I_0(x)$ 及 $I_2(x)/I_1(x)$, $I_3(x)/I_1(x)$ 随 x 而变的曲线示于图 1-2-5。

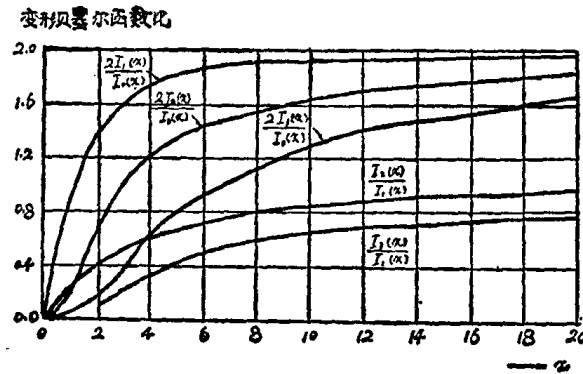


图 1-2-5 变形贝塞尔函数比与 x 的关系

当 x 很小时, $I_2(x)$ 、 $I_3(x)$ 均远比 $I_1(x)$ 小, 而 $2I_1(x)/I_0(x) \approx x$, 于是

$$i_c(t) \approx I_{dc}(1 + x \cos \omega t) = I_{dc} + g_m V_1 \cos \omega t \quad (1-2-16)$$

而 I_{dc} 也近似保持为 I_{CQ} 不变, 即小信号运用状况。

当 x 之值很大时, 输出电流变成一个窄脉冲, 基波分量接近于平均分量的 2 倍。如果保持平均分量为一常数, 只要使输入电压标称值 x 不小于 5, 就可以利用这一指数特性做成一个很好的限幅器。例如若输入一个载波电压标称值 $x = 10$, 调幅系数为 50% 的信号, 即 x 在 5 至 15 的范围内变化。利用图 1-2-5 所示曲线, 或表 1-2-1 所示变形贝塞尔函数相对值的数据, 可求得 $\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}$ 由 1.79 变至 1.93, 故等效的调幅系数

$$\begin{aligned} m &= \frac{C_1(15) - C_1(5)}{C_1(15) + C_1(5)} = \frac{\frac{2I_1(15)}{I_0(15)} - \frac{2I_1(5)}{I_0(5)}}{\frac{2I_1(15)}{I_0(15)} + \frac{2I_1(5)}{I_0(5)}} \\ &= \frac{1.93 - 1.75}{1.93 + 1.75} = 3.75\% \end{aligned}$$

当 x 较大时, $I_0(x)$ 可以近似用 $e^x / \sqrt{2\pi x}$ 表示 (当 $x \geq 3$ 时, 误差小于 6%, 而当 $x \geq 5$ 时, 误差小于 3%)。这样一来, 当 $x \geq 3$ 时, 式 (1-2-13b) 所示的峰值电流与平均值的 关系可写作

$$I_{Cp} \approx I_{dc} \sqrt{2\pi x}.$$

例如在电路中保持电流平均值为 $1mA$, 若加到基极与发射极间的简谐波电压峰值为 $260mV$, 其所产生的脉冲电流峰值可达 $7.95mA$, 此时基波电流的幅度为 $1.9mA$ 。

从表 1-2-1 或图 1-2-5 可以看出, 由于在窄带放大运用时, 谐波分量可以被滤除, 当

$x < 1$ 时, 如果保持 I_{dc} 不变, 则输出 (基波幅度) 与输入电压幅度基本上保持正比关系, 偏差最大值约 10%。在宽带放大时, 因为谐波不能被滤除。当 $x = 1$ 时, 二次谐波与基波之比达 24%。即使 $x = 0.5$, 二次谐波与基波之比也达 12%。如果希望二次谐波与基波之比不超过 2.5%, 则应保证 $x < 0.1$, 即输入信号不得超过 $2.6mV$ 。

如果在晶体管集电极接上一个调谐于基波的振荡回路, 就可以将 $i_c(t)$ 中的基波分量选出来, 而抑制掉其它高次谐波。定义输出基波电流幅度 I_1 与输入简谐波电压幅度 V_1 之比为基波的折合跨导, 用 G_{m1} 表示, 就有

$$G_{m1}(x) = \frac{I_1}{V_1} = \frac{I_{dc}}{V_1} \cdot \frac{2I_1(x)}{I_0(x)} = \frac{qI_{dc}}{kT} \cdot \frac{2I_1(x)}{xI_0(x)} \quad (1-2-17)$$

如果保持电流的平均值 I_{dc} 不随 V_1 而变, 则

$$I_{dc} = I_{CQ}, \quad \frac{qI_{dc}}{kT} = g_m,$$

于是式 (1-2-17) 可改写为

$$G_{m1}(x) = g_m \frac{2I_1(x)}{xI_0(x)} \quad (1-2-18)$$

表 1-2-2 给出 $G_{m1}(x)/g_m = 2I_1(x)/xI_0(x)$ 随 x 而变的数据, 根据这些数据绘成的曲线示于图 1-2-6。

表 1-2-2 $2I_1(x)/xI_0(x)$ 与 x 的对应值

x	$\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)} = \frac{G_{m1}(x)}{g_m}$	x	$\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)} = \frac{G_{m1}(x)}{g_m}$
0.0	1.0	6.0	0.304
0.2	0.995	7.0	0.264
0.5	0.970	8.0	0.234
1.0	0.893	9.0	0.210
2.0	0.698	10.0	0.190
3.0	0.540	15.0	0.129
4.0	0.432	20.0	0.0975
5.0	0.357		

从表 1-2-2 或图 1-2-6 可以看到, 当 $x = 1$ 时, 折合跨导 G_{m1} 和静态跨导 g_m 相比, 下降了 $1dB$ 。由此可见, 如果我们在输入端加上一个调幅波能得到线性放大 (即包迹失真不太大), 那么, 调幅波的最大幅度应小于 $26mV$ 。

折合跨导随激励信号的增大而减小, 对于线性放大运用是不利的特性, 但对某些电路可能成为一种有用的特性。例如在简谐波振荡器中, 可以利用此种特性来进行稳幅。其工作原理是当因某种原因使振荡幅度增大时, 折合跨导减小, 将使环反馈系数减小, 从而使振荡幅度进一步增大成为不可能。

$$\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)} = \frac{G_m(x)}{g_m}$$

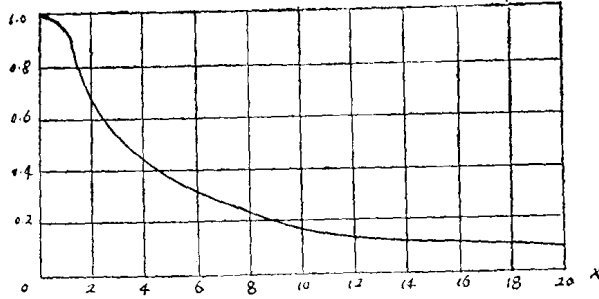


图 1-2-6 $\frac{G_{m1}(x)}{g_m} = \frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}$ 与 x 的关系

例 1-2-1 图 1-2-7 示一窄带调谐放大器。导出输出电压 $v_o(t)$ 的表示式，并求出集电极电流的峰值与导通角。

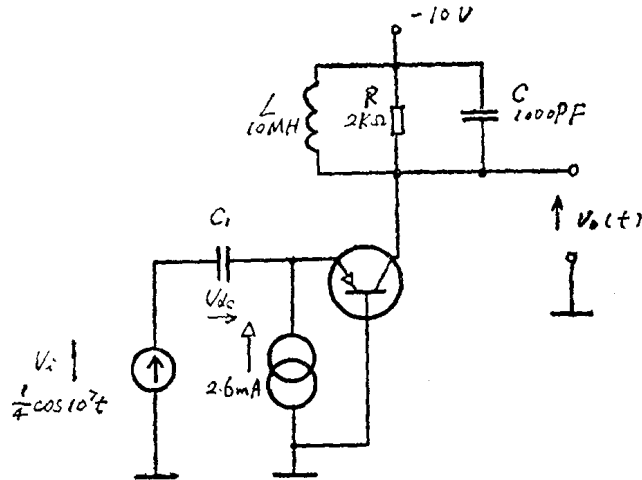


图 1-2-7 窄带调谐放大器

解：发射极至基极之间的电压（包括输入余弦波及隔直流电容 C_1 上的电压 V_{dc} ）。

$$v_{EB} = V_{dc} + \frac{1}{4} \cos 10^7 t$$

$$i_C \approx i_E = I_{ES} e^{qV_{dc}/kT} e^{9.6 \cos 10^7 t}$$

$$= I_{EP} \frac{e^{9.6 \cos 10^7 t}}{e^{9.6}}$$

$$= \frac{I_{EP}}{e^{9.6}} I_0(9.6) \left[1 + \frac{2I_1(9.6)}{I_0(9.6)} \cos 10^7 t + \dots \right]$$

因发射极接有恒流源，其值为 2.6 mA ，故 i_E 中的平均分量应等于 2.6 mA ，于是有

$$\frac{I_{EP} I_0(9.6)}{e^{9.6}} = I_{dc} = 2.6 \text{ mA}$$

集电极基波电流 I_{C1} 之值