

單 邊 帶 通 信 綫 性 放 大 器 綜 論

李 金 定 工 程 師

郵電部上海電信科學研究所技術情報室編
上海科學技術情報研究所印

1962年11月

目 录

(一)前言.....	1
(二)单边带信号特性.....	1
(1)单边带信号失真来源.....	2
(2)单边带信号失真分析.....	2
(三)单边带线性放大器.....	3
(1)理想的乙类放大器工作原理.....	3
(2)实际运用情况.....	6
1. 信号失真比.....	6
2. 放大器效率.....	6
3. 板极损耗.....	6
4. 电源电压.....	7
(四)非线性失真与输出功率的关系.....	7
(五)降低非线性失真方法.....	9
(1)高频负反馈.....	9
(2)包络线反馈.....	12
(3)高频及包络线综合反馈.....	13
(4)自动负荷控制.....	14
(5)倒量网络.....	15
1. 工作原理.....	15
2. 实际电路.....	16
3. 特性分析.....	17
(六)提高工作效率方法.....	18
(七)放大器电子管的改进.....	21
(1)各型电子管比较.....	21
(2)四极管与五极管特点.....	22
(3)高频线性功率管工作原理及结构.....	22
(4)五极管的改进.....	24
(八)目前发展情况及水平.....	25
(1)发展动向.....	25
1. 电子管.....	25
2. 放大电路.....	26
3. 非线性失真.....	27
4. 功率增益.....	27

82.552
E18
545028
741-1787

(甲)等幅语音传输.....28

(乙)最佳单边带发讯负荷研究.....29

(2)目前水平.....29

(九)参考文献.....30

(一) 前 言

单边带无线通讯制式具有很多优点,如频谱节约、功率等效增益大、抗干扰性强、通路路数多等,因此目前已成为短波无线通信中的一种重要制式。

在单边带通信系统中,由于非线性失真对单边带信号影响很大,要求放大系统有高度线性,所以功率放大器在单边带通信制式中成为一个重要环节。它的提高及发展,与单边带制式的推广,有不可分割的关系。

在初期的单边带通信系统中,发讯机放大器的非线性失真较大,信号失真比仅有 25 分贝,所以在两个 3,000 赫频宽的通路间,要采用 3,000 赫频宽的保护带来阻止三次调制产物对邻路的干扰,这种现象不但影响传输质量,也使单边带制式的优点不能充分发挥。

单边带信号非线性失真的主要根源是功率放大器电子管的非线性特性,以及因提高效率而不得不在栅流下工作所引起的激励负荷的变化等。这些问题,通过一系列的努力,目前已取得了基本解决。如在电子管方面,由于现代电真空技术的发展,具有高度线性放大功能的大功率三极管已研制成功,输出功率达到 600 千瓦以上。目前的功率放大发讯用四极管、五极管,一般具有在低电压馈送高板流能力,能在没有栅流情况下,作低失真线性放大。在非线性失真方面,研究了很多降低失真的方法,高频负反馈的措施,目前已为大部分单边带放大器所采用,信号失真比一般已提高到至少 35 分贝以上。

由于单边带发讯机放大器线性提高,载波频率的稳定度增高,所以目前相邻通路间的保护带已降低到 500~1,000 赫,使单边带的优点大大得到发挥。从短波无线通信制式上看,单边带已建立了巩固的发展前途。

本文就单边带信号特性、有关放大器各项问题以及发展动向、水平等,作综合性的论述。

(二) 单边带信号特性

单边带信号与普通双边带调幅制信号的不同,在它兼具调幅与调频双重性质。

在普通的双边带调幅制中,如以 $A \sin \omega t$ 代表载波, $B \cos pt$ 作为调制信号,则调制后载波包路线将按 $A + B \cos pt$ 变化,可用下式表示。

$$e = (A + B \cos pt) \sin \omega t = A \sin \omega t + \frac{B}{2} \sin (\omega + p)t + \frac{B}{2} \sin (\omega - p)t \quad (1)$$

上式第 1 项为载波部分,其中并无任何调制信号的信息存在,第 2 项与第 3 项为调幅波的上边带与下边带,它们包含了调制信号的信息。所谓单边带通信,即将其中一个边带,作为独立的信号波传输,因为删去了另一个边带及载波分量,所以很显然,传输频带可以压缩一半,发送效率至少可以获得 9 分贝以上的增益。这是单边带通信的主要优点。此外,尚有对选择性衰落影响小,抗干扰性强等好处。

从单边带信号的性质上看,它具有调频及调幅信号的两种特性。因此在单边带信号提高到发送电平过程中,幅度不能有畸变,必须消除非线性失真。

单边带信号发生非线性失真时,一部分交扰调制所产生的新生频率就将在信号频率附近出现,不但影响本路传输质量,并将引起对邻路通信的干扰,在多路通信中,尤为严重。这

与普通调幅制通信稍有不同，后者主要失真来源，不在交扰调制，而在调制时调制信号本身各分量所产生的谐波产物。

单边带信号的非线性失真，是单边带通信中一个关键问题，也是单边带放大器中一个主要研究课题。

(1) 单边带信号失真来源

单边带信号非线性失真来源虽很多，如在调制器、变频器、前级放大器各级中，均会产生。但在程度上讲，一般很小。它的主要来源，是在功率放大器上。本文也将以此作为讨论的主要内容。

目前单边带发信机功率放大器。为取得良好线性放大性能及较高放大效率，通常采用甲乙类或乙类放大器。

但任何放大器，由于受到电子管特性限制，要求输入信号 e_i 与输出信号 e_o 之间的关系，完全按照 $e_o = Ke_i$ 的线性函数变化，（此处 K 为常数），事实上很难做到。一般总产生一些非线性失真。

放大器的非线性，我们可用幂级数来代表

$$e_o = K_1 e_i + K_2 e_i^2 + K_3 e_i^3 + \dots \quad (2)$$

式中 K_1 、 K_2 、 K_3 等为幂级数中各项系数。

为对单边带非线性失真性质，有进一步了解，我们可根据此式，对单边带非线性失真作如下的分析。

(2) 单边带信号失真分析

为便于说明起见，我们假定在一个单边带信道中，输入一个双音信号，

$$e_i = E_1 \sin w_1 t + E_2 \sin w_2 t \quad (3)$$

如将式(3)代入式(2)中，计算到3次项。通过三角变换及并项，即可得到

$$\begin{aligned} e_o = & \frac{K_2}{2} (E_1^2 + E_2^2) \\ & + \left(K_1 E_1 + \frac{3}{4} K_3 E_1^3 + \frac{3}{2} K_3 E_1 E_2^2 \right) \sin w_1 t \\ & + \left(K_1 E_2 + \frac{3}{4} K_3 E_2^3 + \frac{3}{2} K_3 E_1^2 E_2 \right) \sin w_2 t \\ & - \frac{K_2}{2} E_1^2 \cos 2w_1 t \\ & - \frac{K_2}{2} E_2^2 \cos 2w_2 t \\ & + K_2 E_1 E_2 \cos (w_1 - w_2) t \\ & - K_2 E_1 E_2 \cos (w_1 + w_2) t \\ & + \frac{3}{4} K_3 E_1^2 E_2 \sin (2w_1 - w_2) t \\ & + \frac{3}{4} K_3 E_1 E_2^2 \sin (2w_2 - w_1) t \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{3}{4}K_3E_1^2E_2\sin(2w_1+w_2)t \\
& -\frac{3}{4}K_3E_1E_2^2\sin(2w_2+w_1)t \\
& -\frac{1}{4}K_3E_1^3\sin 3w_1t \\
& -\frac{1}{4}K_3E_2^3\sin 3w_2t
\end{aligned} \tag{4}$$

从上面的展开式中，我们可以看到在输出电压中，除了输入频率 w_1 及 w_2 以外，因为放大器的非线性关系，还产生了其他各种不同的新生频率。我们如对这些成分，加以分析，就可以知道，它们对传输影响，在程度上有所差别。由偶次项所产生的直流分量（频率为零），以及 $2w_1$ 、 $2w_2$ 、 w_1-w_2 、 w_1+w_2 等成分，与输入的信号频率相差很远，所以可以利用输出电路的选择性，设法滤去，但由奇次项所产生的新生频率，一部分如 $2w_1+w_2$ 、 $2w_2+w_1$ 、 $3w_1$ 、 $3w_2$ 等，虽也因相差较大可以滤去，但一部分如 $2w_1-w_2$ 、 $2w_2-w_1$ 等新生频率，因与信号频率很接近，就无法把它们区分开来。所以对信号传输，就产生干扰。

以上是仅就式(4)展开各项而言，如非线性以更多高次项来代表，则此种奇数非线性干扰还将包括 5 次的 $3w_1-2w_2$ 、 $3w_2-2w_1$ ，7 次的 $4w_1-3w_2$ 、 $4w_2-3w_1$ ……等频率成分，不过这些干扰与三次非线性干扰($2w_1-w_2$ 、 $2w_2-w_1$)比较起来，幅度都比较小。所以放大器非线性失真程度一般常以三次非线性干扰分量对基波的幅度比来表示。

输入信号如为连续频谱，非线性放大产生的输出频谱，频宽将增加，频谱二边频率的幅度，往两旁逐渐减小。形成对本路及邻路信号的干扰，尤其对后者，影响更严重。

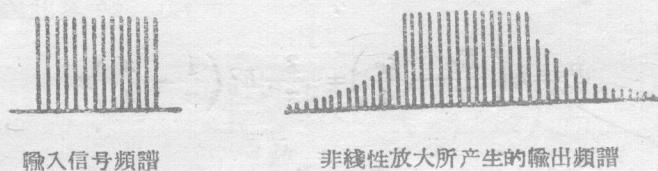


图 2.1

(三) 单边带线性放大器

对单边带放大器的主要要求是，交扰失真低、可靠性高。因此它必须具有高度线性放大特性，从可靠性上考虑，结构和电路，应力求简单。

为了减小非线性失真，板极效率在单边带制式中不似普通调幅制那么重要。而对无信号时的板极损耗则作为一个更重要的考虑因素。因此在单边带发讯放大器中，一般均采用甲乙类，或乙类放大工作制。

(1) 理想的乙类放大器工作原理

上面已经谈过，单边带系统中非线性失真主要由于某些奇次项产物所引起。所以在选择甲乙类放大器所采用的电子管时，非常重要，在它的工作点上，必须具有不产生奇次谐波的板极特性。

这种电子管应具备如图 3.1 所示的特性。

图内 Q 点代表没有输入信号时的电子管工作点, AB 段曲线代表二次曲率, BC 段为一直线, P 点为 BC 的延长线, 与横坐标相交。

Q 点所处位置, 居于 A 、 B 点在横坐标上相应位置的中间。所以当输入信号很小, 它的峰值至峰值幅度不超过 AB 点在横坐标上的距离时, 因为 AB 段为二次曲线, 所以并无单边带失真产生。当输入信号大于

AB 时, 幅峰进入线性区, 因 BC 段的斜率关系, 基频分量的增益不发生变化, 所以也无单边带失真。

Q 点位置, 即使在具有理想特性的电子管中, 也只能在 AB 点的中间, 才能避免失真。任何其他位置, 就会导致奇次谐波的产生。

I_{B0} 是当电子管没有输入信号时的静态板极电流, 它与板极直流电压之乘积, 即为板极静态损耗。板极特性曲线如具锐截止形态, 无疑可以降低板极的静态损耗, 但是也有不利, 即将增加高次谐波。理想的 I_{B0} 数值大约为 C 点板流峰值的 $\frac{1}{20} \sim \frac{1}{10}$ 。

甲乙类放大器的工作情况, 可用理想 B 类放大器的公式, 作近似计算。如果输入电压 e_i 为正弦波, 则

$$P_0 = \frac{1}{4} i_P e_P \quad (5)$$

$$P_P = i_P \left(\frac{E_B}{\pi} - \frac{e_P}{4} \right) = \frac{2}{|z|} E_B^2 \left(\frac{1}{\pi} - \frac{x}{4} \right) x \quad (6)$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} x \quad (7)$$

上式中, P_0 为放大器的输出功率, i_P 为板流脉冲高度, e_P 为板压摆幅峰值, E_B 为电源电压, P_P 为电子管板耗, η 为放大器效率, x 则为板压摆幅峰值与电源电压之比, 等于 $\frac{e_P}{E_B}$ 。 $|z|$ 为板极电路阻抗的绝对值。

显然, x 值不能超过 1。它与效率及板耗都有密切关系。当 $x=1$ 时, $\eta=78.5\%$; $x=0.828$ 时 $\eta=65\%$ 。当 $x=\frac{2}{\pi}=0.637$ 时, 板耗 P_P 值为最大。如以此最大值作为基数, 则当 $x=0.828$ 时, 板耗的相对值为其 90.7%。

放大器的输出, 时常为最大板耗值所限制。图 3.2 表示各种 x 值时输出功率对板耗的比值。

当 $x=1$ 时, 输出功率约为板耗的 3.6 倍。但当 $x=0.5$ 时, 输出功率迅速下降为板耗的 65% (效率为 39%)。所以将板耗作为一个限制因素时, 板压摆幅虽略有变化, 对输出功率讲, 变动很大。

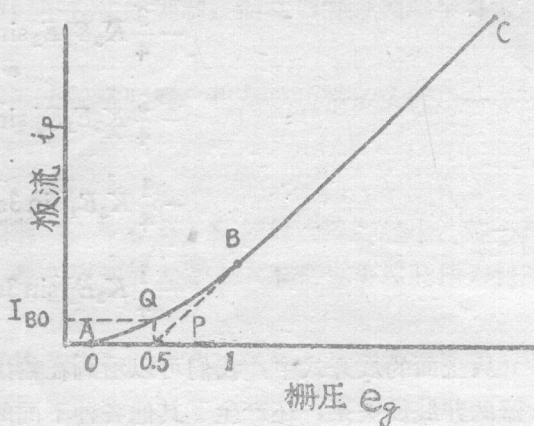


图 3.1

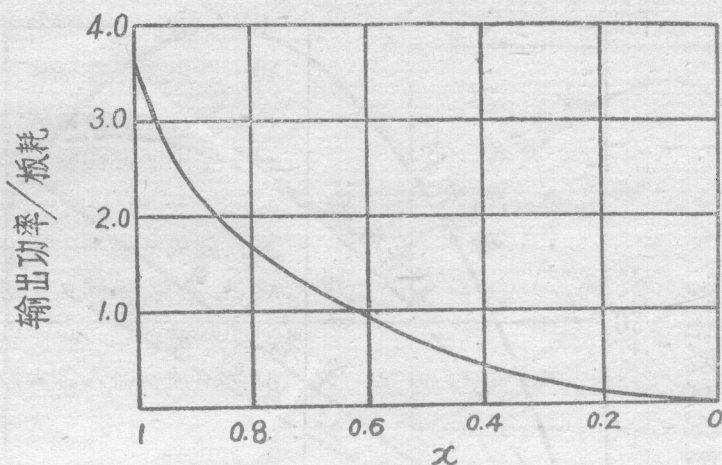


图 3.2

在单边带通信中, 输入信号随语音而变化, 所以一般采用双音调信号, 作为输入信号, 代表实际工作情况。我们知道二个相等音调的包络线波形, 是一个正弦的全波整流波, 而放大器的效率, 上面已谈过, 为信号电压的线性函数。所以此时放大器的效率为时间函数 η_t ,

$$\eta_t = \hat{\eta} \cos wt \quad (8)$$

w 是双音角速度之差值, $\hat{\eta}$ 代表峰值输出时的放大器效率。在时间 t 时的板耗 P_{Pt} 为

$$P_{Pt} = \left(\frac{1}{\eta_t} - 1 \right) \hat{P}_0 \cos^2 wt$$

$\hat{P}_0$ 为峰值功率, 因此其平均板耗为

$$P_P = \frac{w}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2w}}^{\frac{\pi}{2w}} P_{Pt} dt = \left(\frac{2}{\pi \hat{\eta}} - \frac{1}{2} \right) \hat{P}_0 \quad (9)$$

其平均效率为

$$\eta_{\text{平均}} = \frac{P_0}{P_0 + P_P} = \frac{\frac{1}{2}}{\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi \hat{\eta}} - \frac{1}{2}} = \frac{\pi}{4} \hat{\eta} = \left(\frac{\pi}{4} \right)^2 \frac{e_P}{E_B} = \left(\frac{\pi}{4} \right)^2 x \quad (10)$$

所以当输入信号为等幅双音时, 其效率较输入信号为单音时为低, 例如当 $x=0.828$ 时, 其效率仅为 52%。由此可见输入信号波形对放大器效率有很大影响。当输入信号波形峰值因数高时, 放大器效率降低。

图 3.3 表示在单音及双音信号时, B 类放大器中 x 对板耗及效率的关系^[8]。我们也可看到, 放大器的板耗, 除于 x 值超过 0.93, 接近 1 时外, 双音板耗比单音板耗有不同程度的减小。

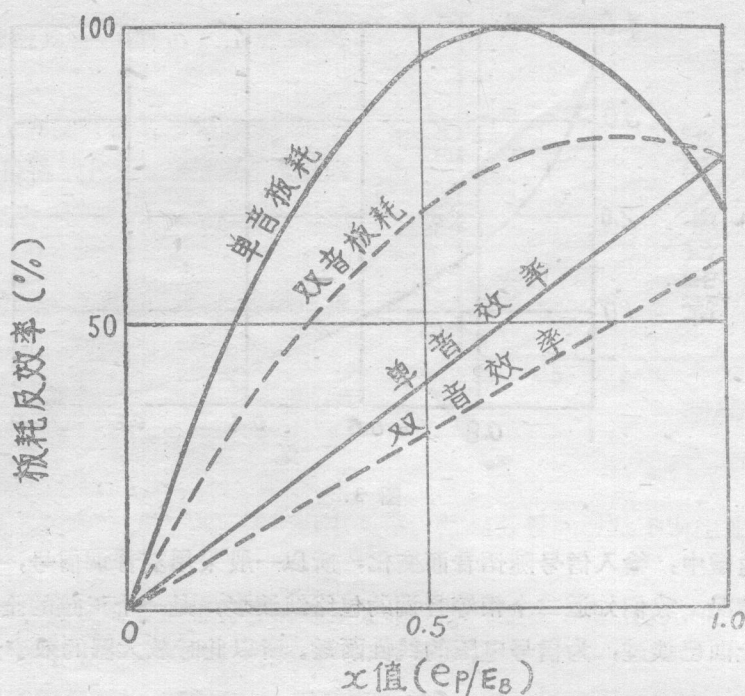


图 3.3

(2) 实际运用情况

甲乙类及乙类放大器在实际使用时，与理想工作情况虽相似，但也有不同处。

1. 信号失真比

理想的乙类放大器的输出波形，应只具偶次谐波分量，所以在单边带放大中，应无失真。但由于电子管特性关系，事实上并不能做到这点。大部分电子管的板流特性，虽与图 3.1 所示相似，但 AB 段并不纯属二次曲率， BC 段也非直线，其范围也有限制。这是产生非线性失真的主因。 AB 段如非二次曲率，实验证明，它的最小非线性失真工作点，也在 Q 点。但是在实际运用时， Q 点的选择，不能完全仅考虑失真问题。当选择三极管最小非线性失真工作点时，它的静态板耗常常太大，甚至接近电子管的最大板耗规定值，无法使用。四极管与五极管也遭到同样情况，它的板流为帘压的函数，具有最小非线性失真的帘压，其板流常太大。因此在实际运用时，就不得不采取比最佳静态板流较低的数值，或降低帘压，使电子管的工作区域，扩及正栅流范围。这是非线性失真产生的第二个主要原因。对于正栅流的补救方式，一般采用在栅极电路上加一重负载电阻。

甲乙类放大器的非线性失真，由于近代电子管技术的进步，目前不论三极管、四极管或五极管，它的信号失真比可超过 35 分贝。

2. 放大器效率

当放大器的输入信号最大时，理想的甲乙类最大效率可以超过 70%。在实际运用时，大部电子管的工作效率在 65~70% 左右。

至于其平均输出及效率，则与单边带信号波的峰值因数有关。峰值因数低时，平均输出及效率增高。通常对语音调制的单边带信号，放大器平均效率约为 10~30%。

3. 板极损耗

理想的电子管特性一直到截止点均为线性的，因此没有静态板极损耗，但是实际上，上面已经讨论过，它是具有板极损耗的。它的特性曲线如图 3.4 所示^[9]。

静态板耗的存在，不得不使设计者考虑在它与非线性失真间采取折衷办法。从图上还可以看到，静态板耗即使数值较高，它对最大输入信号时的板耗及效率影响并不很大。

4. 电源电压

放大器输入信号的强弱，实际上对放大器的平均板流，帘栅流、及控制栅流均有不同程度的关系及影响，所以不适宜采用电阻来产生偏压。而电源电压的变动又会改变电子管的运用特性，引起非线性失真。所以在实际的放大器中，就必须有稳压设备。

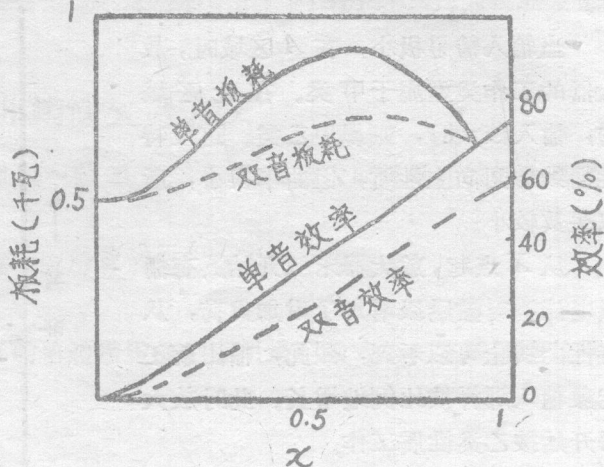


图 3.4

(四) 非线性失真与输出功率的关系

在单边带发信机中，我们会发现，当放大器输出功率小于额定功率时，非线性失真很小，但当放大器输出接近额定值时，非线性失真逐渐增加，当超过时，非线性失真剧烈上升。这种现象，即使在采取了负反馈措施以后，也不例外。

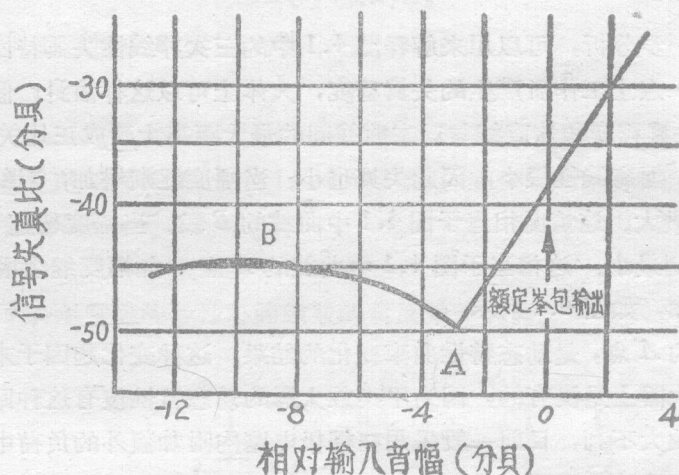


图 4.1

以等幅双音调作为输入信号，发信机放大器三次非线性失真典型特性将如图 4.1 所示。从图中可以看到，A 点为信号失真比最低点，相当于输出功率低于额定峰包功率 3 分贝处。当输出功率低于额定峰包功率 6~10 分贝时，非线性失真比较稳定。而当输出功率接近额定峰包功率时，非线性失真有迅速的增长。

上述放大器的动态特性，如以放大器输入对它的末级输出所作曲线来表示，将如下图所

示。

当输入信号极小，在 A 区域时，放大器的工作类型属于甲类。在此区域内，输入较大时，则属甲乙类。这段特性曲线带凹向上性质，但曲率很小，所以失真较小。

从 X 点起，放大器末级开始具有栅极电流，对激励级增加了附加负荷，从特性曲线上可以看到，因此，输出就不能象输入那样按比例地增长。此时放大器开始按乙类性质工作。

C 段的特性曲线又开始趋向线性。这是因为当功率管栅级被驱入正区域时，到一定程度，由于栅极二次发射效应关系，栅流变为恒定，或者事实上会减小而后再行增加。所以在 C 段特性曲线时，末级放大器的栅极对激励级所施加的负荷，不似在 B 段区域内那么大。

D 段的特性曲线重新是凹向上性，因为此时末级放大器的栅流——板压特性带有这个曲率，它是对失真的控制因素。

E 段曲线渐趋平坦，代表过负荷情况，这是板极峰压接近于输出级直流板压数值的结果。

对图 4.2 作进一步分析，可以用来解释图 4.1 中的三次非线性失真特性曲线。在图 4.2 中动态特性的任何一点上工作所产生的失真程度，大体上可以这样估计；假使将这一点与原点连成一根直线，失真程度和这直线与动态曲线间的最大距离大致成正比关系。对于在 A 区域内的低幅度输入，偏离线性很小，因此失真也小。当幅度逐渐增加，对线性偏离也增加，在 Y 点，偏离达到最大。这情况相当于图 4.1 中曲线的 B 段。当幅度超过 Y 点，偏离减小，到 Z 点时，偏离减到最小。这相当于图 4.1 中曲线的 A 点。如幅度继续增加，偏离又复增加，于是失真也增加，如图 4.1 所示。

图 4.1 曲线上的 A 点，是动态特性曲率变化的结果。这种变化起因于末级放大器栅流的产生。它在甲类放大器上是沒有的，因为甲类放大器的动态特性沒有这种回折点。很显然栅流的发生对于线性放大不利，目前一般采用在栅极电路内附加额外的负荷电阻，或运用甲乙₁类工作等方法，来解决这个困难。

图 4.2 C 段动态特性，上面已经谈过，因栅极二次发射关系，减低了非线性失真。因此在选择电子管时，具有一定二次发射效应的电子管对功率放大器讲更为适宜。这里顺便可以一提的，是由于近代电真空技术的发展，目前已有专为单边带发信机设计的高功率线性放大管出现，一般可在无栅流情况下工作。关于这一方面，我们以后还要谈到。

从上面的讨论中，我们可以得出，放大器每级动态特性相加的结果，可以增加或减少放大器总的非线性失真。在多级放大器中，假使有好几级在接近过负荷情况下工作，它的情况

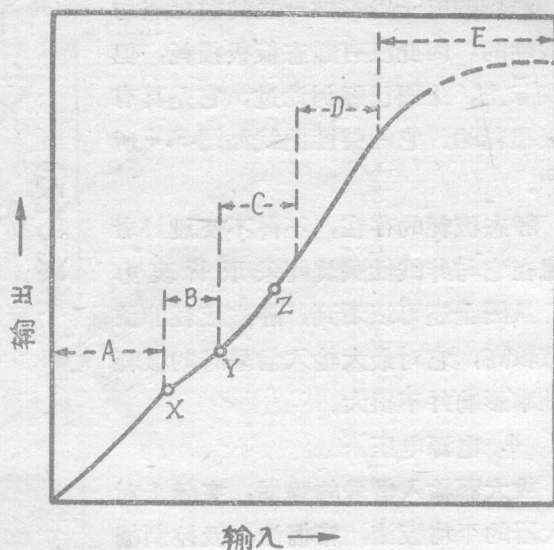


图 4.2

将变得非常复杂。所以一般希望仅末级，或最多不超过最后二级，对整个非线性失真起显著作用。

(五) 降低非线性失真方法

单边带通信要求信号失真比必须能达到 35~45 分贝。所以必须采取降低非线性失真措施，才能实现这一要求。

降低非线性失真的方法，在单边带通信中应用有效的，有下列一些方式。

(1) 高频负反馈

采用高频负反馈来降低非线性失真是目前单边带设备中应用最广的方法，实践证明效果良好。

高频负反馈的原理如下。

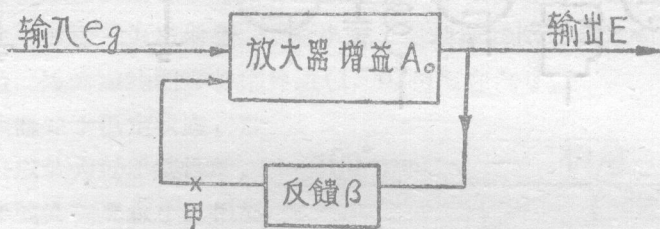


图 5.1

A_0 代表没有反馈的放大器增益， β 代表反馈电压对输出电压的比值。显然

$$E = (e_g + \beta E) A_0$$

假使以 A 代表具有反馈 β 的增益，则

$$A = \frac{A_0}{1 - A_0 \beta}$$

在负反馈中， $A_0 \beta$ 的符号为负，即 $|(1 - A_0 \beta)| > 1$ ，所以放大器的实际增益降低了 $|1 - A_0 \beta|$ 倍，但放大器的非线性失真也降低了 $|1 - A_0 \beta|$ 倍，假使 $A_0 \beta$ 值很大，非线性失真就可大大的减小。

图 5.2 ~ 图 5.4 表示常见的各种不同级数的负反馈放大器。

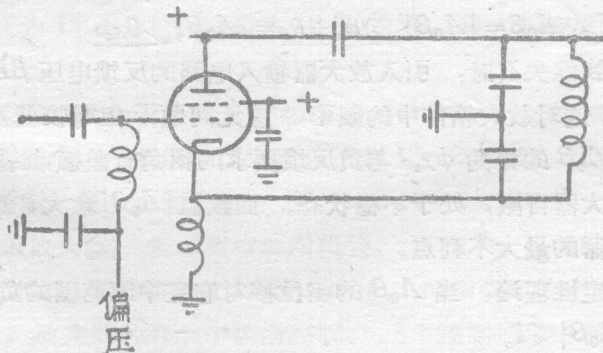


图 5.2

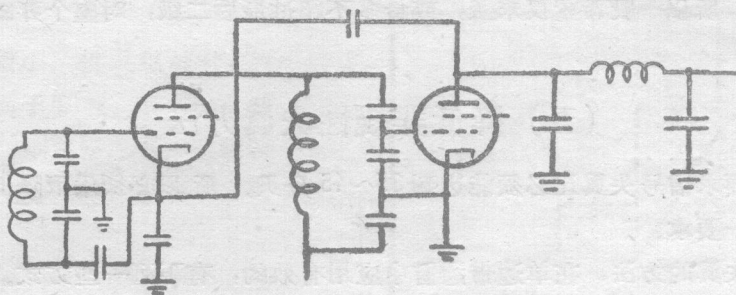


图 5.3

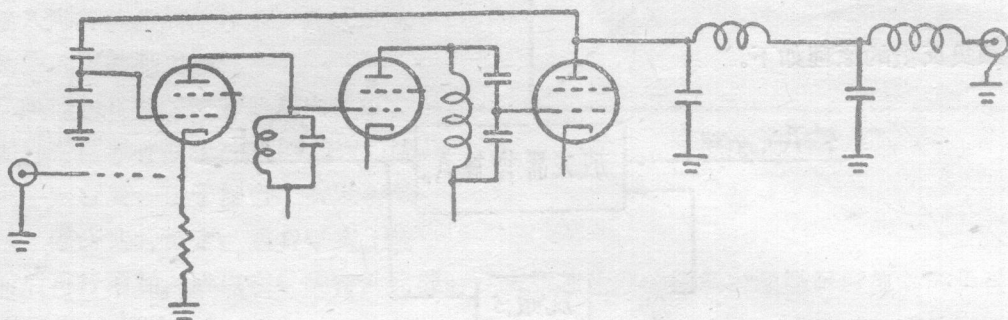


图 5.4

图 5.2 为单级负反馈放大器，图 5.3 及 5.4 为二级及三级负反馈放大器。这里为简便起见，删去了直流馈电部分。

放大器的增益 A 和反馈深度 $1 - A_0\beta$ 之间，是有矛盾的，在单级反馈放大器中，由于增益限制，这种矛盾调和较困难，因此这种放大器只能适用于小功率范围。图 5.2 所示的这种放大器，反馈深度一般约 12 分贝。

在多级负反馈放大器中，因为无反馈增益 A_0 数值比较大，所以经过一定程度的负反馈以后，放大器增益仍能满足需要。反馈深度可以在 12~15 分贝之间，甚至超过。

但在多级负反馈放大器中，由于 A_0 较大，牵涉因素较多，就容易发生不稳定状态，所以一般级数，不超过 3。

负反馈放大器的稳定度，在负反馈设计及应用上，是一个重要问题。它与 $A_0\beta$ 的数值有密切关系。而我们知道 A_0 与 β ，均为复数，并且为频率的函数。所以 $A_0\beta$ 可写作

$$A_0\beta = |A_0\beta| \angle \theta_{A_0} + \theta_\beta = |A_0\beta| \angle \theta_{A_0\beta}$$

采用负反馈降低非线性失真时，引入放大器输入电路的反馈电压 βE ，应以相反的相位加到输入电压 e_g 上去。这对放大频带中的频率，应无问题，但对较低及较高频率，放大器就可能产生相位移，使 $A_0\beta$ 的相角 $\phi_{A_0\beta}$ 与负反馈要求的相角有差额，甚至相反，因此负反馈变成正反馈，引起放大器自激，处于不稳状态。而数值 $|A_0\beta|$ 愈大，这种自激振荡的可能愈大。这是负反馈放大器的最大不利点。

根据反馈放大的稳定性理论，当 $A_0\beta$ 的相位移对它在频范围的负值相差 180° 时，放大器的稳定条件应为 $|A_0\beta| < 1$ 。

反馈放大器的稳定状况，一般从涅块斯特图形中，可很清楚的反映。

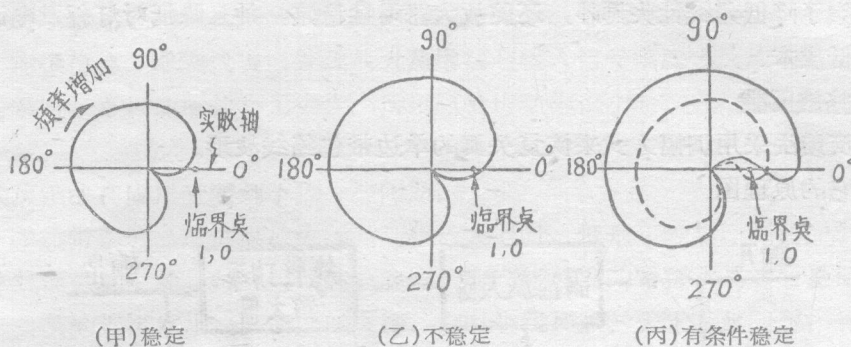


图 5.5

图 5.5 为典型的涅块斯特图形。(甲)表示放大器在稳定状态, 因为当 $\phi_{A_0\beta}$ 为零时 (正反馈), $|A_0\beta| < 1$, (乙)表示不稳定状态, 当 $\phi_{A_0\beta}$ 为零时, $|A_0\beta| > 1$, 产生了自激振荡。(丙)图中实线图形表示放大器处于有条件的稳定状态, 因为这个曲线并不将临界点(1, 0)包围在内, 因此不发生振荡。但当增益 A_0 减小时, 涅块斯特图形就将变成如虚线所示, 此时, 自激振荡就将开始, 因为虚线图形将临界点(1, 0)包围在内了。

当负反馈放大器处于稳定状态, 放大器的工作我们可以认为近乎线性的。反馈深度愈大, 非线性失真愈小。但显然, 为使放大器取得稳定工作状态, 反馈深度是有限制的。反馈深度必须在满足放大器稳定工作条件下考虑。

放大器反馈系统中各个调谐电路的相角-增益特性, 对放大器反馈深度起决定作用。

假定图 5.6 代表 5.4 中三个调谐电路的相角-增益曲线^[9]。我们如以 30° 作为相位边际, 保护放大器不致发生自激状态, 则每一电路各引入 50° 的相位移。其损耗为 $3.8 \times 3 = 11.4$ 分贝。11.4 分贝等于反馈系统中电压增益 3.7, 从非线性失真降低观点看, 即反馈深度为 $20 \log (1 + 3.7) = 13.4$ 分贝。

如果考虑同样 30° 的相位边际, 而 Q 值不同, 其中一个 Q 值较另外二个 Q 值大二倍, 那末最大容许反馈深度为 15.4 分贝。要是大 10 倍的话, 最大容许反馈深度可以达到 20.8 分贝^[9]。

显然, 假使放大器级数少于 3 的话, 相位移超过 180° 的可能较小, 工作也比较稳定。所以在二级反馈放大器中, 一般反馈深度可以达到 18~20 分贝。至于单级放大器, 则自激振荡只要加以适当控制, 更少可能发生。

图 5.4 所示三级放大器, 采用高增益四极管, 可将 0.1 瓦的输入功率, 提高到 4 千瓦的输出。整个放大器的功率增益超过 1,000,000 倍。反馈深度为 10 分贝, 放大器的信号失真比可超过 40 分贝。放大器共有 4 个调谐控制: 三个控制调谐电路, 一个调整功率放大器的负荷, 均采用自动控制^[8]。具有性能可靠、维护简易等优点。

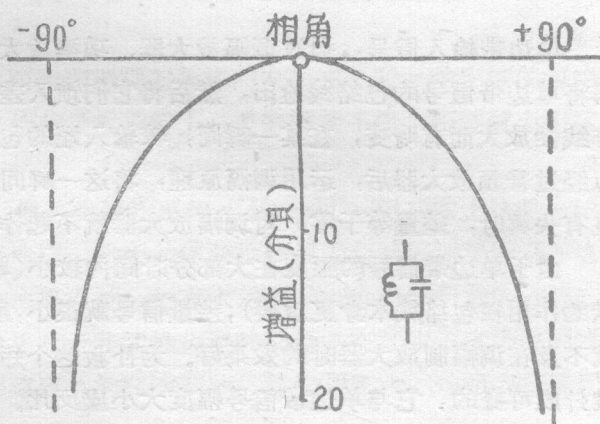


图 5.6

负反馈除了降低非线性失真外，还使放大器增益稳定，并且降低对灯丝及电源设备的要求。从而减低成本。

(2) 包络线反馈

包络线反馈法采用调幅方式来恢复失真的单边带包络线波形。

下面是它的原理图

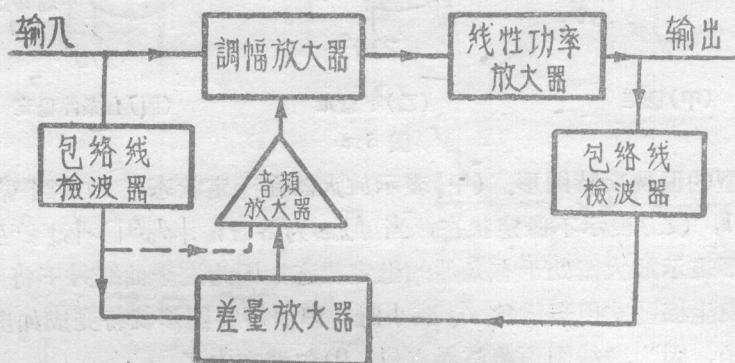


图 5.7

单边带输入信号，通过调幅放大器、功率放大器输出时，在输入端与输出端，都用检波器将单边带信号的包络线检出，然后将它们馈入差量放大器。假使输出端的包络线波形因为非线性放大而有畸变，在某一瞬间，较输入端的包络线有所增加，那么这个差量信号，就可以经过音频放大器后，运用调幅原理，将这一瞬间的包络线抑低，改善失真状况。当放大器没有失真时，差量等于零，对调幅放大器就不起作用。

由于单边带信号的幅度在大部分时间内较小(单边带信息传输时，组成包络线的频率所贡献的作用较包络线本身更重要)，差量信号就很小，所以这种方法，采用在单边带线性放大时，就不如在调幅制放大器时的效果好。为补救这个短处，就有人提出，将音频放大器的增益，设计成可变的，它与单边带信号幅度大小成反比。图 5.7 中虚线即表示这种改进措施。

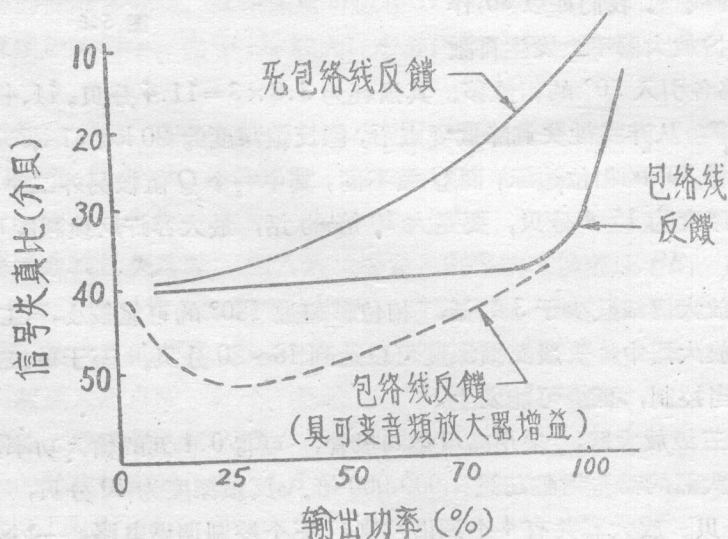


图 5.8

图 5.8 表示采用包络线反馈法放大器的性能曲线^[9]。信号失真比约 40 分贝，在各种输出功率时，均很稳定。虚线代表当音频放大器增益与输入信号幅度成反比的情况，事实上在信号幅度为零时，不可能增益为无穷大。所以当输出功率很小时，虚线逐渐趋向与无包络反馈曲线相一致。

包络线反馈法在应用时碰到下列一些问题：

首先，单边带信号通过调幅放大器与功率放大器时，带来了时延，因此而引起的差量信号，反使非线性失真增加。并且包络线检波器也有一定程度的时延，虽然数量很小，但这种情况使抑低失真的调幅作用，不能及时发挥，有时也很严重。关于时延问题，虽可在高频放大器或者输出包络线检波器等处，加装延迟均衡器来改进，但结果还不能非常满意。

其次是这种方法中反馈回路的频宽问题，这个频宽在理论上讲，应具有无限制的宽度。因为单边带信号的包络线与原来信号的包络线不同，其频率分量也不仅限于原来范围。例如二个等幅信号频率的包络线与全波整流正弦波相同，它具有无限宽的频谱范围。当然，无限宽的频谱范围实际上不可能。在实际运用中，包络线反馈通带宽度如具有三倍于音频信号的频宽，基本上已符合实用。

另外一个问题是，反馈回路中的相位-增益特性必须加以控制，既要考虑电路稳定性，也要考虑上述的时延及频率响应要求。

采用这种方式，当功率放大级的增益因为调谐到新频率而发生变化时，输出端的包络线检波器上的电平一定要相应的调整，以维持差量放大器上必要的幅度平衡，否则就会引起失真。

包络线反馈法降低非线性失真很多，信号失真比可超过 40 分贝，但基本上这是一种间接的方法，所以在应用上，不及高频负反馈广。对于如何获得较佳的包络线调制信号，这是今后改进的关键所在，这方面有很多方法提出过，如有人采用非线性电路负载的方法，但是一般讲，还不能满意。此外包络线反馈法对于非线性失真的抑低，在产生三次谐波的频率范围内，效果较显著，但是对于刚处于邻路以外的高次产物，就作用不大，这也是在实用上受到限制的一个因素。

(3) 高频及包络线综合反馈

此法乃将高频反馈及包络线反馈二种方法，综合运用。

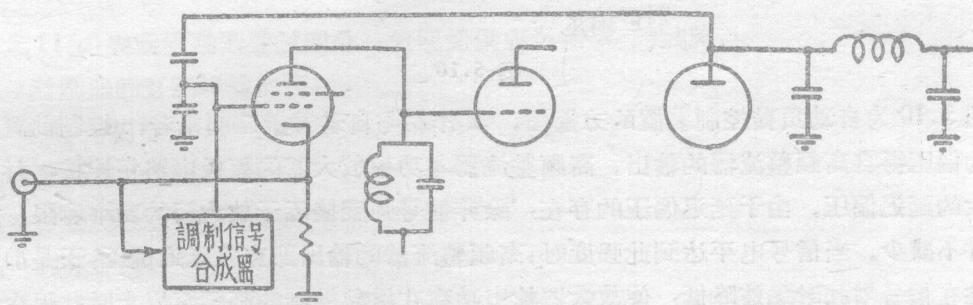


图 5.9

图 5.9 表示运用此种综合反馈方法的原理图，为一三级高增益的放大器，其高频反馈深度为 10 分贝。调制信号合成器，从输入信号包络线中，产生出一近似理想的信号，并用来

对第一级进行栅级调制。包络线反馈作用因此即在高频反馈回路中完成，如果高频反馈降低非线性失真 10 分贝，在此情况下，总的非线性失真即有大约 20 分贝的减少。

此项设备在实验时装置于 20 千瓦的发讯机。以双音信号测试，在任何输出功率上（一直到峰值为 20 千瓦），信号失真比都能超过 50 分贝。

(4) 自动负荷控制

放大器的线性有一定的工作范围，输入信号电平如超过了这个范围，就将增加额外的非线性失真。

单边带信号的射频波形，由于振盪槽路关系，总是正弦波，单边带信号包络线失真的所以产生，是由放大器内信号电平所引起的增益变化造成的。当输入信号很大，输出接近过负荷时（相当于图 4.2 中 *E* 段动态特性），放大器增益有很大的变化，产生了可观的非线性失真。

自动负荷控制的作用，即在限止放大器的输入信号，以阻止过负输入时显著的增益变化。严格的讲，它对信号本身也有失真，但显著地减少了交扰产物，这对单边带通信非常重要。

自动负荷控制调整时，使功率放大器输出接近最大功率容量，但同时防止在过负情况下工作。在普通调幅制中，这种任务是由语音压缩器及语音限幅器来担任的。但在单边带中并不适宜。因为单边带包络线与音频包络线波形并不相同，单边带信号的峰值并不相当于音频的峰值。因此在单边带制式中，自动负荷控制安装在高频放大器与单边带信号发生器之间。这样，由于信号电平受单边带峰值控制，而不是受音频峰值限制，效果就更好。

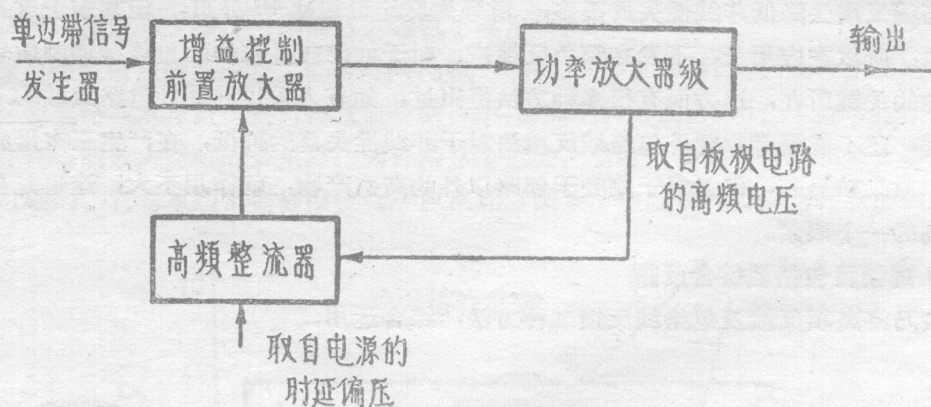


图 5.10

图 5.10 为自动负荷控制装置的方框图。其作用与自动音量控制相若。控制前置放大器增益的偏压得自高频整流器的输出。高频整流器与功率放大器的板极电路相连接，并且接以相当大的延迟偏压。由于延迟偏压的存在，除非信号强度接近于放大器的功率容限，放大器增益并不减少。当信号电平达到此强度时，高频整流器的输出即克服延迟偏压，于是前置放大器增益在信号增强时迅速降低，使放大器输出功率在增益控制的临阈以上时，很少增加。

时延常数的选择主要在使语音信号很少吃音现象，在单边带通信中，自动负荷控制的动作时间大约为 2 毫秒，使放大器过负时间不致太长，它的恢复时间大约为 100 毫秒，使语言音节不致失误。