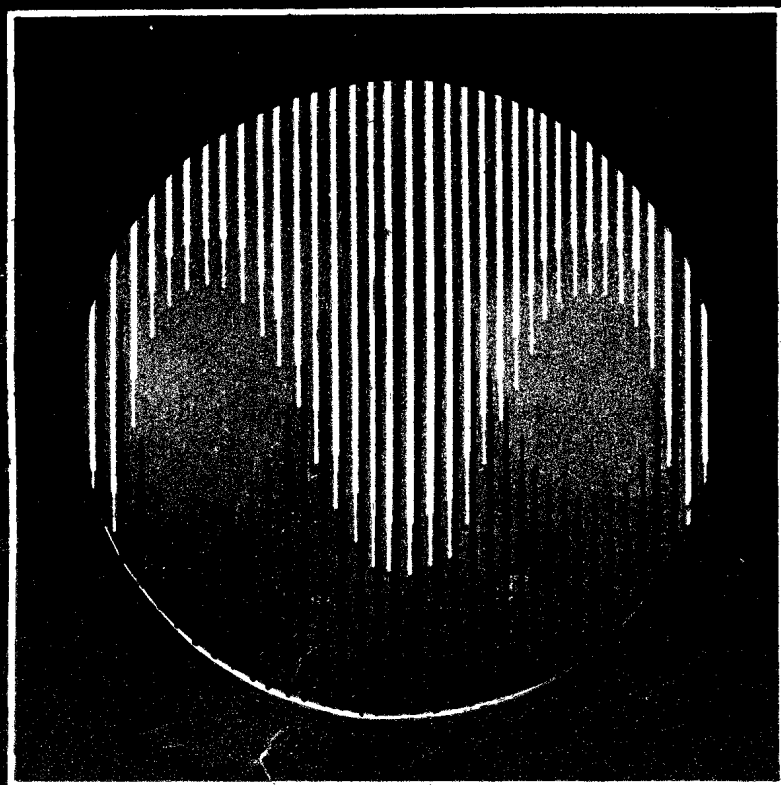


通信原理实验

TONGXIN YUANLI SHIYAN



5

出版说明

根据国务院关于高等学校教材工作分工的规定，我部承担了全国高等学校、中等专业学校工科电子类专业教材的编审、出版的组织工作。由于各有关院校及参与编审工作的广大教师共同努力，有关出版社的紧密配合，从1978年至1985年，已编审、出版了两轮教材，正在陆续供给高等学校和中等专业学校教学使用。

为了使工科电子类专业教材能更好地适应“三个面向”的需要，贯彻“努力提高教材质量，逐步实现教材多样化，增加不同品种、不同层次、不同学术观点、不同风格、不同改革试验的教材”的精神，我部所属的七个高等学校教材编审委员会和两个中等专业学校教材编审委员会，在总结前两轮教材工作的基础上，结合教育形势的发展和教学改革的需要，制订了1986~1990年的“七五”（第三轮）教材编审出版规划。列入规划的教材、实验教材、教学参考书等近400种选题。这批教材的评选推荐和编写工作由各编委会直接组织进行。

这批教材的书稿，是从通过教学实践、师生反映较好地讲议中经院校推荐，由编审委员会（小组）评选择优产生出来的。广大编审者、各编审委员会和有关出版社为保证教材的出版和提高教材的质量，作出了不懈的努力。

限于水平和经验，这批教材的编审、出版工作还会有缺点和不足之处，希望使用教材的单位，广大教师和同学积极提出批评建议，共同为不断提高工科电子类专业教材的质量而努力。

电子工业部教材办公室

通信原理实验

上海交通大学出版社出版

（淮海中路1984弄19号）

新华书店上海发行所发行

上海交通大学印刷厂印装

开本 787×1092 毫米 1/16 印张 8.25 字数 197000 插页 6

1988年6月第1版 1988年7月第1次印刷

印数：1—1800

ISBN7-313-00226-2/TH914 科技书目：177-289

定价：1.55元

前 言

组织编写与理论教学配套的实验教材，是促进实践性教学改革的一个重要尝试。《通信原理实验》是列入1986~1990年统编教材规划的选题。1986年7月，无线电技术与信息系统教材编审委员会通信编审小组向有关院校发出了征稿通知。在广泛征集各院校同类教材的基础上，编审小组评选出13个实验作为统编教材的内容。为了使教材能兼顾多数院校的实验条件和促进实验内容的更新，编审小组召集各校编者就实验教材的选题和内容进行了认真的讨论，并确定了分工编写的原则。按照编审小组和各院校编者集体讨论的意见，编者进行了多次修改。现经编审小组审定并推荐出版。

本实验教材汇集了各校的实验题目，涉及了课程的主要章节，较全面地配合了课程内容。实验的参考学时数为30~40学时。各校可根据教学内容的需要和实验条件选择使用。

本教材由以下院校参加编写：实验一、三、四、六、九、十三由清华大学编写；实验二、十、十一由上海交通大学编写；实验七、八由成都电讯工程学院编写；实验五、十二由南京工学院编写。

编审小组委托天津大学王秉钧、朱玉球同志负责统稿和主审。

在教材编写过程中，陆大绉、俞斯乐、洪福明、程时昕、宋文涛、乐光新等编委对教材的内容提出了宝贵意见。主审人对全书进行了认真细致的审阅和修改。编者在此一并致谢。

本教材的选题和内容一定会有不当之处，欢迎读者提出批评意见。

编者 1987.2.10

目 录

实验一	线性调制(AM、DSB、SSB).....	(1)
实验二	调幅(AM)和调频(FM)解调信噪比测试.....	(8)
实验三	抽样定理与脉冲调幅.....	(19)
实验四	集成化 PCM 编译码系统.....	(26)
实验五	增量调制.....	(34)
实验六	HDB ₃ 码型变换实验.....	(49)
实验七	基带均衡系统.....	(58)
实验八	移频键控(FSK)	(68)
实验九	移相键控(PSK, DPSK)	(77)
实验十	数字锁相法位同步.....	(90)
实验十一	信号检测的计算机模拟	(100)
实验十二	(15•6)循环码编、译码器实验	(110)
实验十三	通信系统的计算机模拟	(118)

实验一 线性调制 (AM、DSB、SSB)

一、实验目的

1. 了解 AM、DSB、SSB 的基本原理及实现方法。
2. 掌握 AM、DSB、SSB 时域和频域研究的测试方法。
3. 研究本地载波相位变化对同步解调信号的影响。

二、实验内容

1. 用环形调制 (相乘) 器实现 AM、DSB 的调制和解调。
2. 用滤波法实现 SSB。
3. 测试不同调制时的波形。
4. 不同调制方式、不同调制波形下, 同步解调中本地载波相位变化对解调信号的影响。
5. 利用频谱分析仪对 AM、DSB、SSB 的频谱进行分析研究。

三、基本原理

通信系统的任务就是实现信号的传输。由于原始的基带信号一般都具有较低的频率分量, 一般不适宜在信道中直接进行传输, 所以通信系统中通常用基带信号对载波进行某种形式的调制。

线性调制是将基带信号与载波信号相乘的调制方式。调幅 (AM)、双边带抑制载波调制 (DSB) 及单边带调制 (SSB) 均属于线性调制。

1. 线性调制的一般模型

线性调制的任务就是要把基带频谱搬移到通带频谱上。它是通过基带信号与角频率为 ω_c 的正弦载波相乘来实现的。图 1.1 表示出了这种频谱的搬移。图中 $S(\omega)$ 为载波的线谱, $M(\omega)$ 为基带信号的频谱, $S_m(\omega)$ 为已调信号的频谱。已调信号的时域表达式为

$$s_m(t) = m(t) \cos \omega_c t。$$

线性调制的一般实现方法, 是让需要传送的基带信号与正弦载波相乘, 然后进行恰当的滤波, 如图 1.2 所示。调幅 (AM)、双边带抑制载波 (DSB)、单边带 (SSB) 等线性调制信号, 均可由图 1.2 所示的方框图实现。因此, 这个方框图通常被称为线性调制的一般模型。

2. DSB 的调制和解调

在图 1.2 中, 如果输入的基带信号 $m(t)$ 中没有直流分量, 而且 $h(t)$ 是理想滤波器, 则得到的输出信号 $s_m(t)$ 就是双边带抑制载波 (DSB) 信号, 其频谱就如图 1.1 所示。其时域波形如图 1.3。

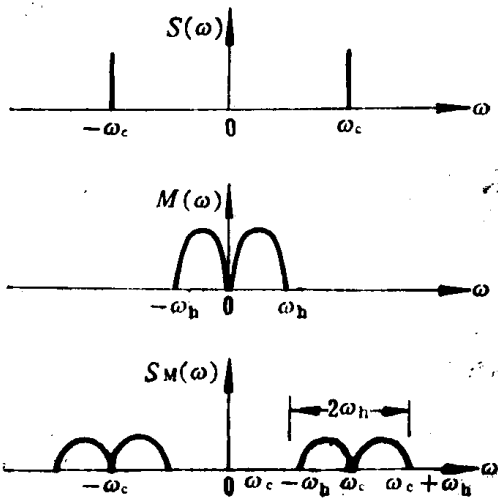


图 1.1 频谱搬移示意图

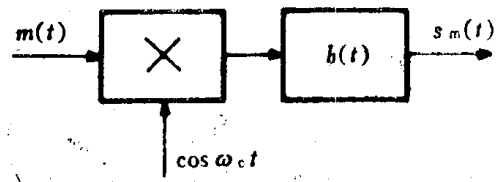


图 1.2 线性调制的一般模型

在图 1.1 的频谱中还可以看出，在 DSB 调制中，如果基带频谱 $M(\omega)$ 占据 $0 \sim \omega_h$ 的带宽，则已调信号 $s_m(t)$ 的带宽就占据 $2\omega_h$ ，且以 ω_c 为中心。我们称 ω_c 以上的部分为上边带， ω_c 以下的部分为下边带。所以，调制信号含有上、下两个边带，即所谓“双边带”。

图 1.4 是 DSB 信号的解调方框图。这个解调器的原理可借助于图 1.5 来说明。

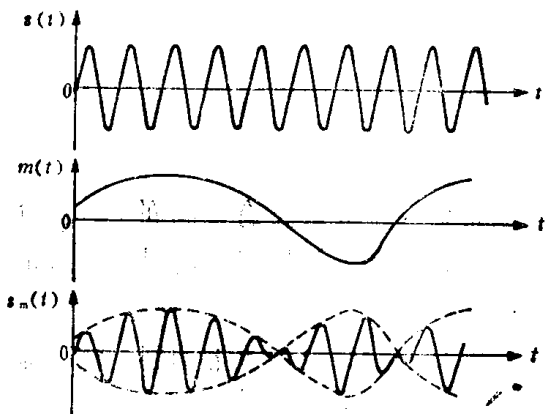


图 1.3 DSB 信号波形

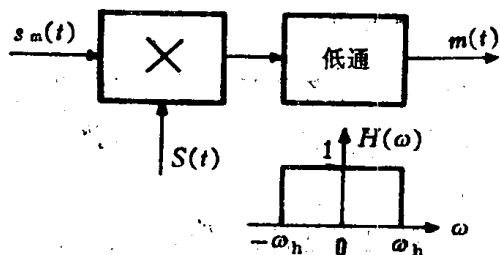


图 1.4 DSB 信号解调框图

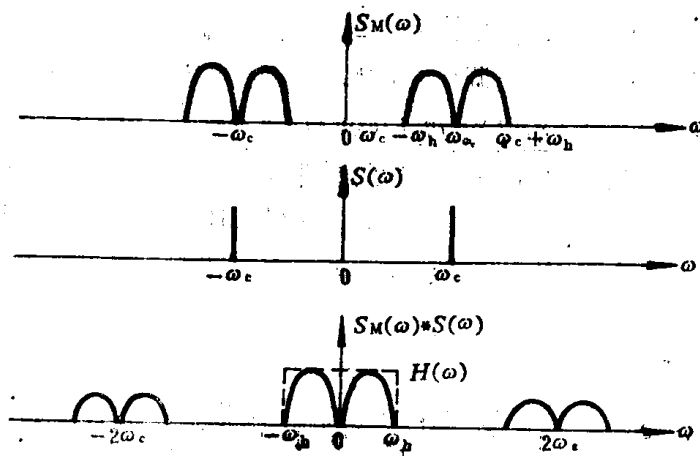


图 1.5 DSB 信号解调的频谱关系

时域信号 $s_m(t)$ 与 $s(t)$ 的相乘，意味着频谱 $S_M(\omega)$ 与 $S(\omega)$ 的卷积，即 $S_M(\omega)*S(\omega)$ 。其结果可以看出，只要低通滤波器特性通过基带频谱而把高频成分去掉， $m(t)$ 就能够恢复，其时域表示为

$$\begin{aligned} [m(t)\cos\omega_c t]\cos\omega_c t &= \frac{1}{2}m(t)(1+\cos 2\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2}m(t) + \frac{1}{2}m(t)\cos 2\omega_c t. \end{aligned}$$

采用低通滤波器取出第一项，滤除第二项，解调过程就完成了。

3. AM 的调制和解调

仍利用图 1.2，如果基带信号中含有直流分量 m_0 ，即

$$m(t) = m_0 + m'(t)$$

[其中 $m'(t)$ 代表信息变化的交流分量]，并且，信号中

$$m_0 > |m'(t)|_{\max},$$

则经过这一模型后，已调信号便是调幅(AM)信号。其时域表示式为

$$\begin{aligned} s_m(t) &= m(t)s(t) = [m_0 + m'(t)]\cos\omega_c t \\ &= m_0\cos\omega_c t + m'(t)\cos\omega_c t. \end{aligned}$$

其中 $m_0\cos\omega_c t$ 代表载波项， $m'(t)\cos\omega_c t$ 代表 DSB 项。其波形图和频谱如图 1.6 所示。

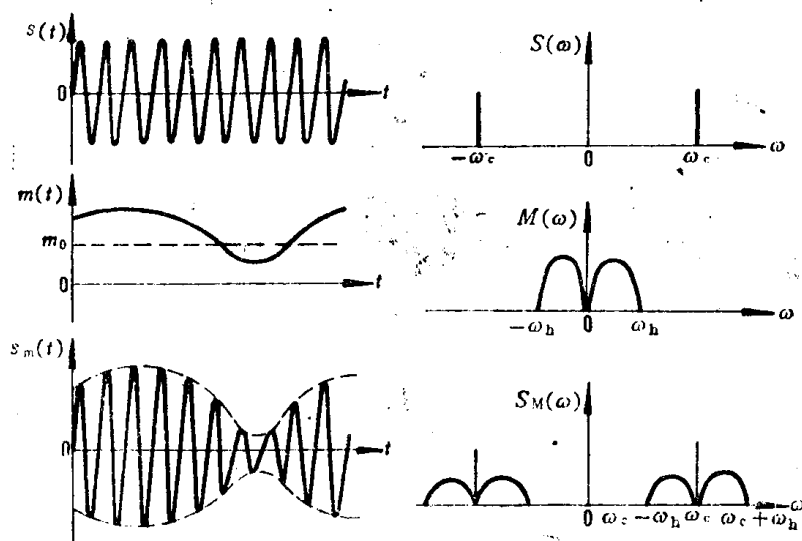


图 1.6 AM 波形及频谱

AM 的解调可以采用非同步解调的方法，例如包络检波的方法。这种方法设备简单，而且不需要同步的本地载波。本实验由于 DSB 和 SSB 解调的需要，解调电路已设计成同步解调，因此，AM 的解调也采用同步解调方法。理论上已经证明，随着噪声（相对于信号）的增大，包络检波因门限效应输出信噪比急剧下降，而同步解调就不存在这种情况。

4. SSB 的产生和解调

上述 AM、DSB 信号都包含两个完全相同的基带频谱，即上、下边带。由于这两个边带含有的信息完全相同，因此，从信息传输的角度出发，只传送一个边带就可以达到信息传输的目的，这就是单边带(SSB)调制方式。

SSB 信号同样由图 1.2 所示的模型产生，它产生的条件只需把 $h(t)$ 选择成如图 1.7 所示的传输特性，图 1.7a 将产生上边带信号，图 1.7b 产生下边带信号。相应的频谱见图 1.8。

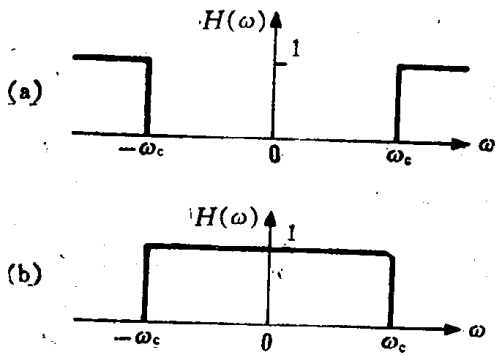


图 1.7 SSB滤波器特性

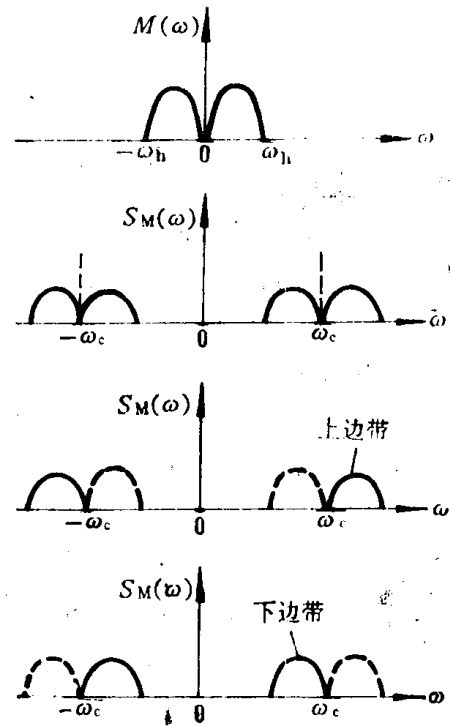


图 1.8 SSB信号频谱

上述是用滤波法实现 SSB。当然，还有移相法等其他方法，读者可参阅有关资料。SSB 信号的解调，通常也采用同步解调，其原理与 DSB 信号的同步解调原理完全相同。

四、实验方案

根据实验的基本原理，可以画出本实验的原理方框图（如图 1.9 所示）。

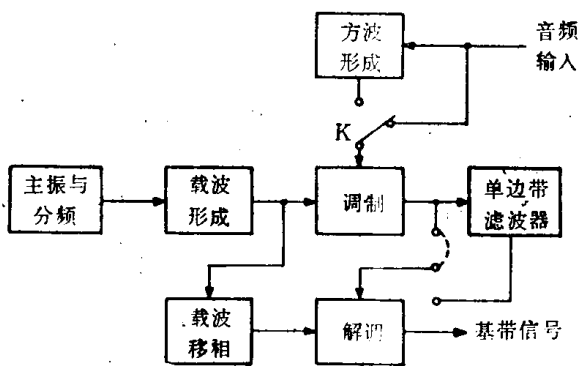


图 1.9 实验原理方框图

由于各部分电路的工作原理已在先修课中学过，因此这里仅给出具体电路，对其工作原理不作过多解释，同学可结合预习自行分析。

为了实现线性调制，必须提供一个频率为 f_c 的正弦波作为载波，它可以由一信号源直接提供。本实验采用一个 1024kHz 的晶体振荡器经分频分别得到 12kHz、16kHz 和 20kHz 的信号作为载波。图 1.10 就是主振和分频部分的电路图，它全部采用集成电路构成。

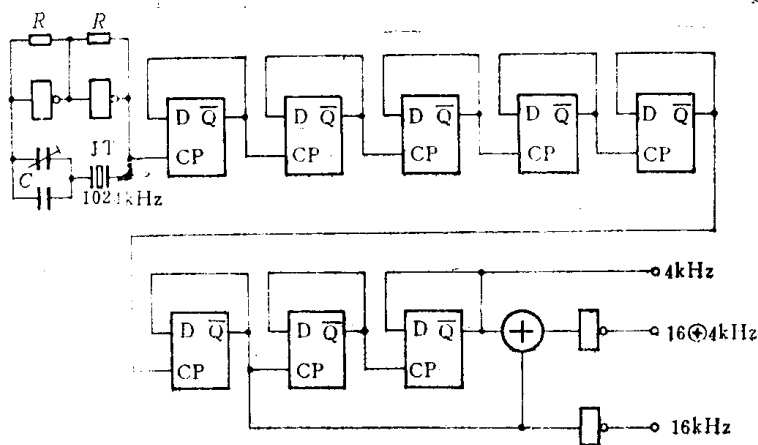


图 1.10 主振与分频

图 1.11 是载波形成和移相电路。载波形成电路采用 LC 窄带滤波器从方波中选取基波分量，经放大作为调制载波 f_c ；同时， f_c 再经一级 RC 移相器得到解调载波 $f_{c\phi}$ ，调节 W_1 可使 $f_{c\phi}$ 的相位从 $0\sim 120^\circ$ 变化。

图 1.12 是调制器电路。基带信号采用音频正弦波和方波两种方案，由开关 K 进行选择。调制器的核心部分是一个环形相乘器，但这个环形相乘器与通常的环形相乘器有一点不同，即在变压器 B_2 的中心点接有元件 W_2 、 R 和 C ，这是根据本实验的需要而加上的。改变 W_2 可改变 b 点相对于 a 点的直流电位，当 b 点对 a 点的电位差为零时，就实现了 DSB 调制；当 b 点对 a 点为不同的电位差时，就可实现不同调制度下的 AM 调制。

图 1.13 是单边带滤波器电路。该滤波器可从 DSB 或 AM 信号得到 SSB 信号。本实验所用单边带滤波器的输入、输出阻抗均为 600Ω ，因此，在测试单边带滤波器的特性时，必须注意与信号源及负载相匹配。将低频信号发生器的输出信号接入单边带滤波器输入端②，用频率计测量频率，用毫伏表监测电压，用双踪示波器 Y_A 、 Y_B 同时观察输入端②和输出端③的波形，改变低频信号发生器的输出信号频率，可以大致观察单边带滤波器的幅频特性和相频特性。

图 1.14 是解调器电路，它也是采用环形相乘器来实现同步解调。AM、DSB、SSB 都可以用同步检测方法进行解调。解调信号通过截止频率为 3400Hz 的 LC 低通滤波器获得基带信号。当本地载波与接收信号中的载波同频同相时，解调出不失真的基带信号，改变 RC 移相器的相移，便可观测本地载波相位变化对解调后基带信号的影响。

最后需要指出，实际通信系统的收端和发端是处在不同的两地，因此发送载波和本地载波不可能共用一个振荡器。本实验把调制和解调直接连起来并共用一只振荡器完全是为了简化实验设备和做实验的方便。

五、基本实验仪器

实验电路板	1 套
双踪示波器	1 台
低频信号发生器	1 台
毫伏计	1 台

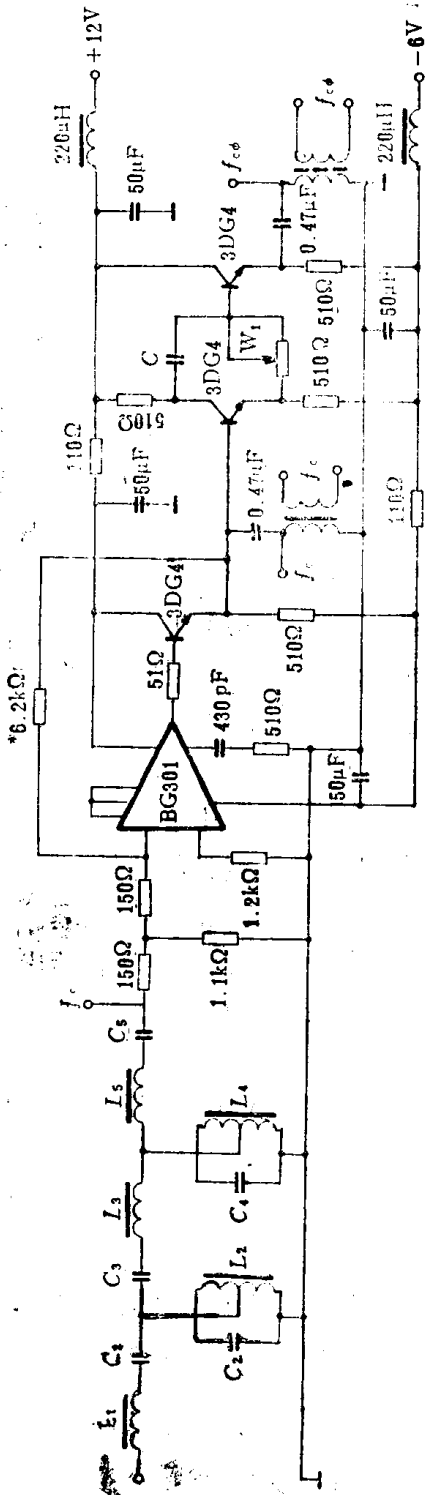


图 1.11 载波形成及移相

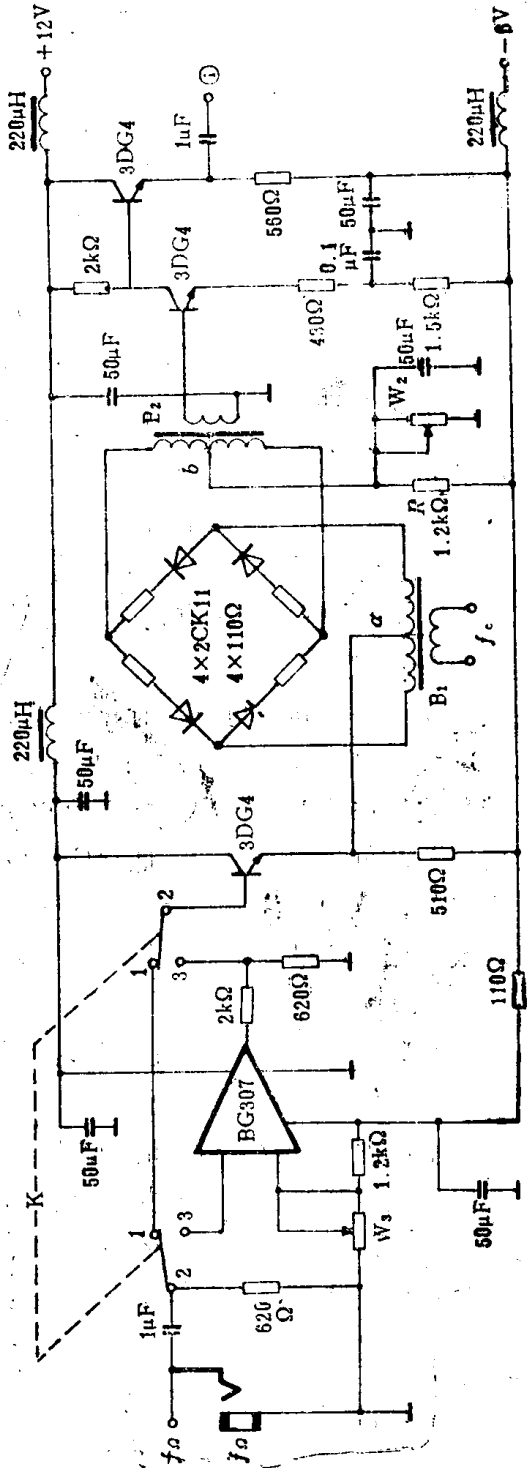


图 1.12 调制

数字式频率计	1 台
直流稳压电源(3组)	1 台
低频频谱分析仪	1 台

六、实验报告要求

1. 根据实验结果,记录并绘制基带信号(正弦波和方波)幅度相同条件下 AM、DSB、SSB信号的波形和频谱;记录并分析解调输出信号的差别。
2. 根据实验结果,记录并分析本地载波相位改变时,正弦波和方波调制时,AM、DSB、SSB信号同步解调后信号的变化。

七、思考题

1. 方波调制时,为什么解调后的基带信号不是方波?而基带信号为 600Hz 和 1000Hz 时,解调后的信号又有所不同,这是什么原因?
2. AM、DSB、SSB 哪种调制可用包络检波?哪种不能?为什么?
3. 1000Hz 方波调制的 SSB 信号解调时,当 $f_{c\phi}$ 与 f_c 同相时,解调后的基带信号波形是什么形状? $f_{c\phi}$ 与 f_c 相差 90° 时,波形又如何?为什么?

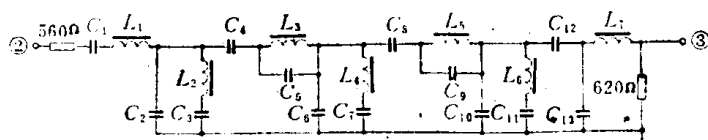


图 1.13 单边带滤波器

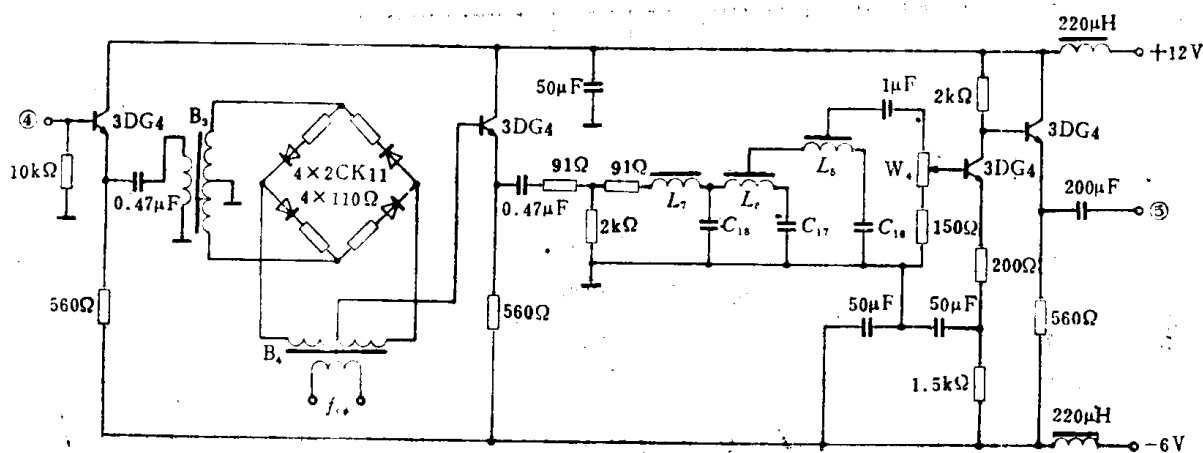


图 1.14 解调

实验二 调幅(AM)和调频(FM)解调信噪比测试

一、实验目的

掌握模拟调制解调器噪声性能的测试方法；比较各种解调器的性能；研究解调器的门限效应。

二、实验内容

1. AM 包络检波器的噪声性能测量。
2. AM 同步检波器的噪声性能测量。
3. FM 限幅鉴频器的噪声性能测量。
4. 观察限幅鉴频器的门限效应——脉冲尖峰噪声出现。
5. 锁相环调频解调的噪声性能测量。

三、基本原理

《通信原理》课程的主要内容之一是研究各种调制方式的噪声性能。对于模拟调制来说，这性能指标是平均功率信噪比(SNR)，它突出地表现在解调器的输入信噪比与输出信噪比的关系上。

无论是理论分析还是实际测试，一般解调器的工作形式均如图 2.1 所示。检前滤波器让已调信号通过，滤除带外噪声和其他干扰；检后滤波器让调制信号通过，滤除其他高频成分，这两种滤波器对抑制噪声是必不可少的。

1. AM信号的包络检波

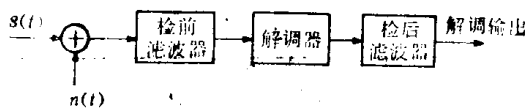


图 2.1 一般解调器模型

AM 已调信号表示为

$$s(t) = [m_0 + m'(t)] \cos \omega_c t。$$

式中 $m'(t)$ 是调制信号。在输入信噪比大的条件下，对于正弦调制，包络检波器解调的输出信噪比与输入信噪比关系为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o \leq \frac{2}{3} \left(\frac{S}{N}\right)_i, \quad (2-1)$$

其最大可能制度增益 $2/3$ 是小于 1 的，发生在调制度 100% 的单音正弦调制或 30% 的正弦调制时，制度增益仅为 0.086。

在小信噪比条件下，由于包络检波器的非线性作用，在解调输出信号的表达式中，不存在与信号 $m(t)$ 成正比的项，因此无法提取信号成分。这时包络检波器工作在门限以下。这种输出信噪比急剧恶化的现象称为门限效应。在同步检波器中，由于是线性解调，不会发生门限效应。通常，输入信噪比门限值 $(\frac{S}{N})_i$ 在10dB以下，而正常输出信噪比 $(\frac{S}{N})_o$ 在30~60dB范围，从式(2-1)可知，包络检波器的门限效应远离正常工作区可不予考虑。

2. FM信号的限幅鉴频解调

FM信号表达式为

$$s(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right]$$

在输入信噪比足够大条件下，当 $m(t)$ 是单音正弦信号时，根据分析，有关系式

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = 3m_i^2(m_i + 1) \left(\frac{S}{N}\right)_i \quad (2-2)$$

式中调制指数 $m_i = \Delta f / f_m$ ， Δf 为最大频偏， f_m 为单音调制频率。由式(2-2)可作出图2.2

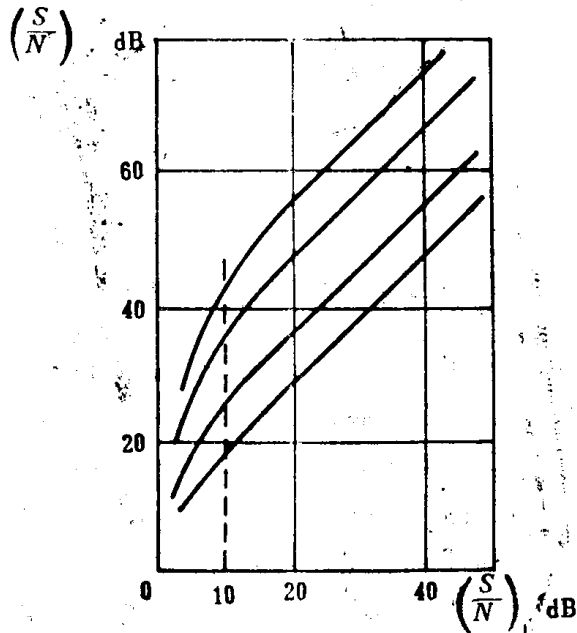


图 2.2 限幅鉴频器输出信噪比

线的直线部分。对于宽带 FM， m_i 较大，制度增益是相当可观的。大家知道，FM的制度增益是由增加带宽换取的。为了比较，设 FM、AM 载波振幅相等，且为 100% 调幅，则与调幅制相比较可得

$$\frac{(S/N)_{oFM}}{(S/N)_{oAM}} = 3m_i^2$$

由于宽带 FM 的 $m_i \gg 1$ ，因此，FM 的噪声性能优于 AM。

当输入信噪比下降至某一值以下，输出信噪比就急剧恶化，式(2-2)的线性关系不再成立，出现门限效应。如图 2.2 所示，在

$(\frac{S}{N})_i$ 为 10dB 附近，曲线开始弯曲下跌。

FM 门限效应可以由实验清楚地观察到。假设在鉴频器输入端加有未调载波和加性窄带噪声，开始时让鉴频器输入端有高的信噪比，然后逐渐增大噪声或减少信号，通过示波器观察鉴频器的输出（未经检后滤波）。可以发现，最初由于载波对噪声的抑制作用，输出端几乎看不到噪声，然后逐渐出现起伏噪声波形，当输入信噪比下降至某一电平时，鉴频器输出出现尖峰噪声波形（见图 2.3）。尖峰噪声使输出信噪比急剧恶化，即出现门限效应。载波调制对尖峰噪声的产生有一定影响。

当载波未调时，鉴频器输入端信号与噪声混合波形为

$$\begin{aligned} y(t) &= A \cos \omega_c t + n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \\ &= A \cos \omega_c t + R_n(t) \cos[\omega_c t + \theta_n(t)] \\ &= R_y(t) \cos[\omega_c t + \theta_y(t)] \end{aligned}$$

根据上式可作载波加噪声的相量图，见图 2.4。这时 $\theta_y(t)$ 表示由噪声引起的载波相位变

化。图 2.4a 表示大信噪比情况，由 $A^2 \gg E\{n^2(t)\}$ ，可以预期绝大多数时间内 $R_n(t) \ll A$ ，因此，包络相量 $R_v(t)$ 决不会远离载波末端游动。小的相角摆动 $\theta_n(t)$ 经鉴频器微分输出，就得到起伏噪声波形。当信噪比下降到接近于门限时，至少有一部分时间 $R_n(t) \geq A$ ，出现图

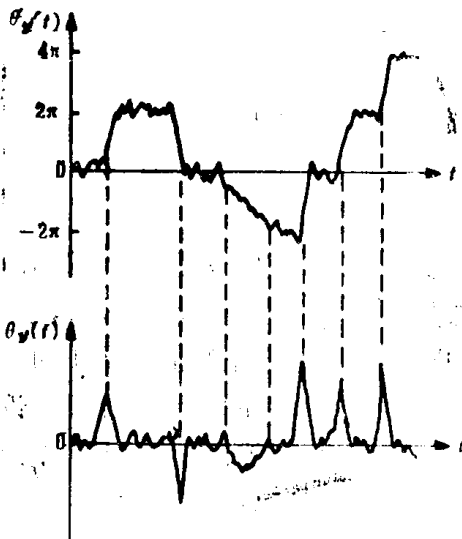
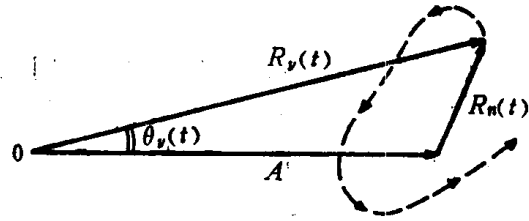
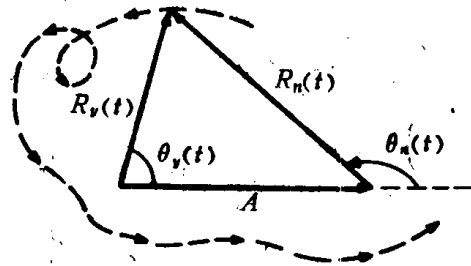


图 2.3 相位跳周和尖峰噪声



(a) $A^2 \gg E\{n^2(t)\}$



(b) $A^2 \ll E\{n^2(t)\}$

图 2.4 载波加噪声的相量表示

2.4b 的相量关系。大家知道，窄带噪声的相角 $\theta_n(t)$ 是均匀分布的，它有可能处于 π 附近。这样，合成相量 $R_v(t)$ 往往会绕原点旋转。图 2.4b 中虚线表示 $R_v(t)$ 旋转的一个可能轨迹。在旋转发生时，噪声幅度和相位的较小改变却会导致 $\theta_v(t)$ 的较大变化，甚至阶跃 $\pm 2\pi$ 。 $\theta_v(t)$ 阶跃 2π 称为跳周。经鉴频器的微分作用，相位跳周就变成尖峰噪声输出，它们的时间波形见图 2.3。尖峰噪声的波形是随机的，但每一个面积都为 $2\pi K_d$ ， K_d 为鉴频系数。

随着信噪比下降， $R_v(t)$ 绕原点旋转的概率越来越大，输出尖峰噪声越来越多，输出信噪比急剧下降，这就是 FM 门限效应的物理原因。

3. FM 门限扩展

在调频系统的某些应用中(例如宽带 FM 用于空间通信)，为了让接收机在弱信号电平下还能满意地工作，特别需要降低 FM 接收机的门限。这项对 FM 接收机十分有意义的工作称为门限扩展。在图 2.2 中表现为直线范围向下延伸。

采用锁相环(PLL)调频解调和调频反馈(FMFB)解调可以扩展门限。

(1) 锁相鉴频器

组成 PLL 的基本部件是鉴相器、环路滤波器和压控振荡器(VCO)。图 2.5 是用作调频解调的锁相环。PLL 是相位负反馈系统，它能够跟踪输入信号相位变化。调频信号是一种角调制信号，适当设计环路使其跟踪输入调频信号的相位变化，于是 VCO 的控制信号就与输入的调制信号相同，实现解调目的。

分析表明，在高信噪比情况下，锁相鉴频器的噪声性能与限幅鉴频器基本相同。当输入

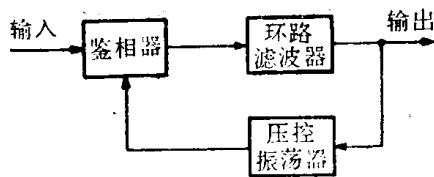


图 2.5 锁相鉴频器框图

信噪比低到一定程度，锁相鉴频器也会出现门限效应。影响 PLL 门限效应有两种尖峰噪声现象。

当环路输入端载波和噪声的合成相量绕原点旋转时，就会出现相位 2π 阶跃，环路能否跟踪这相位阶跃，决定于环路的参数和噪声的强度。如果阶跃被跟踪，那么，反映在锁相解调器的输出端（即 VCO 的输入端）为一个尖峰噪声干扰；然而，由于环路的抑制作用

和滤波作用，大部分相位阶跃一般不能被跟踪，这就是锁相鉴频器扩展门限的原因。相反，如果锁相环的带宽为无限大，那么环路就能跟踪所有相位阶跃。这时，PLL 鉴频的门限响应就和限幅鉴频器相同。

当噪声、调制信号或者它们两者迫使相位差超过 $\pi/2$ 时，因鉴相器特性曲线斜率极性改变使环路进入不稳定状态。通常导致环路向另一个 2π 工作区运动，稳定工作点变化 2π 或 2π 的整数倍，发生跳周，输出端也会产生尖峰干扰，这种现象称为失锁脉冲。一个无限带宽的锁相环，因为相位误差总是很小的，不会产生失锁脉冲干扰。

为了最有效地扩展门限，要精确地设计 PLL 的参数，使这两种尖峰脉冲的总和减至最小。

(2) 调频反馈解调

FMFB 是一个频率负反馈系统，对环路的基本要求是跟踪输入信号的频率。图 2.6 是调频负反馈环的原理框图，图中混频器的输出是 VCO 与输入信号的差频，即中频信号。经中频放大滤波，再经限幅鉴频器检测出频率误差，由这个误差电压去控制 VCO。这种反馈的结果，使 VCO 频率能有效地跟踪输入信号的频率。

当输入为调频信号时，由于环路的跟踪作用，中频信号的频偏要比输入信号的频偏小得多。因而中频滤波器可采用较窄的带宽，以有效地抑制噪声，提高环内限幅鉴频器的输入信噪比，从而改善了门限性能。

采用 PLL 或 FMFB 解调，可比普通限幅鉴频器获得 $3\sim 5\text{dB}$ 的门限扩展。增加解调器的复杂性可以进一步降低门限。

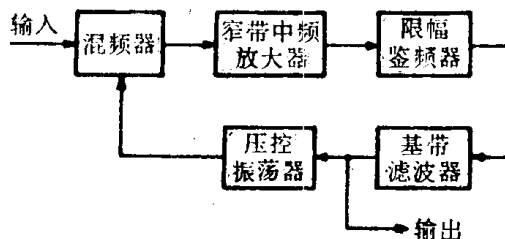


图 2.6 调频负反馈环框图

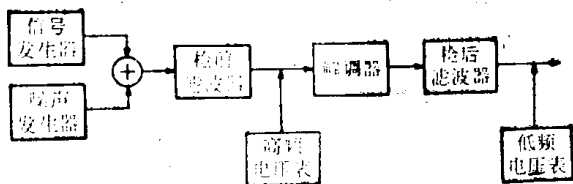


图 2.7 测试方框图

四、实验方案

1. 测试方法：

(1) 最简单的测试方法的框图见图 2.7。

输入信噪比测量：在检前滤波器的输出端单独测量解调器的输入信号电压 e_{si} 和输入噪声电压 e_{ni} ，可得输入功率信噪比

$$\left(\frac{S}{N}\right)_i = \frac{e_{si}^2}{e_{ni}^2}; \quad (2-3a)$$

单位以分贝表示则为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_i = 10 \lg \frac{e_{s,i}^2}{e_{n,i}^2} \text{ (dB)} \quad (2-3b)$$

请注意，测量随机噪声的有效值，最好是用真有效值电压表测量，若使用通常的正弦波有效值电压表，则存在一定的偏差。

输出信噪比测量：当已调信号和噪声同时输入时，在检后滤波器输出端用低频电压表测得输出信号与输出噪声之和的有效值 $e_{s_o+n_o}$ 。然后，信号发生器去除调制，置等幅载波，在载波、加噪声输入情况下，测得检后滤波器输出 e_{n_o} ，即为噪声输出。因为

$$e_{s_o+n_o}^2 = e_{s_o}^2 + e_{n_o}^2 \quad (2-4)$$

可推算出输出信噪比

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{S_o + N_o}{N_o} - 1 = \frac{e_{s_o+n_o}^2}{e_{n_o}^2} - 1 \quad (2-5a)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = 10 \lg \left[\frac{e_{s_o+n_o}^2}{e_{n_o}^2} - 1 \right] \text{ (dB)} \quad (2-5b)$$

上述测试方法的关键在于解调输出端信号分量与噪声分量能呈独立相加，即式(2-4)成立。在大信噪比条件下，式(2-4)对于各种模拟调制解调器总是成立的，但在门限以下，式(2-4)就不一定成立。这使小信噪比测试存在偏差。

(2) 一种改进的测试方法的框图见图 2.8。

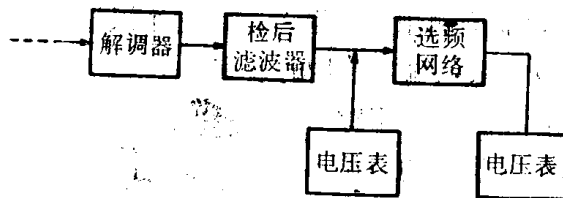


图 2.8 一种改进测试方法

在检后滤波器输出加接一选频网络，或采用选频电压表，专门测量 1000Hz 单音调制信号 e_{s_o} ，由于通带很窄，可以认为这是纯输出信号。仍用去调制方法测得输出噪声电压 e_{n_o} ，那么输出信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{e_{s_o}^2}{e_{n_o}^2}$$

请注意，输入端信号与噪声相加，需要有个混合相加网络。可选用接收机测试中常用的三角形电阻网络(见图 2.9)。

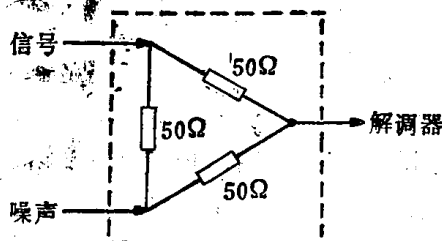


图 2.9 相加网络

2. 噪声源

实验需配备一个频谱适用的噪声发生器。可采用专门的噪声发生仪器，也可采用简单的自制电路。下面介绍一种简单的噪声发生电路(见图2.10)，供制作参考。

电路中利用齐纳(稳压)二极管 2CW7 作为噪声源。齐纳二极管处在工作特

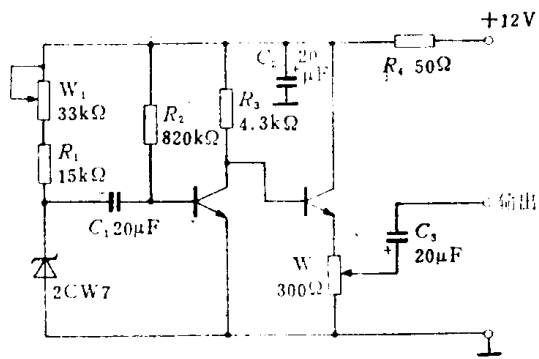


图 2.10 齐纳二极管噪声发生器

测试包络检波器噪声性能的实验电路如图 2.11 示。它基本取自晶体管调幅收音机电路，作为检前滤波器是两级 465kHz 的中放电路，检后滤波器是两级低放电路，它们的增益用以调整电平的范围。

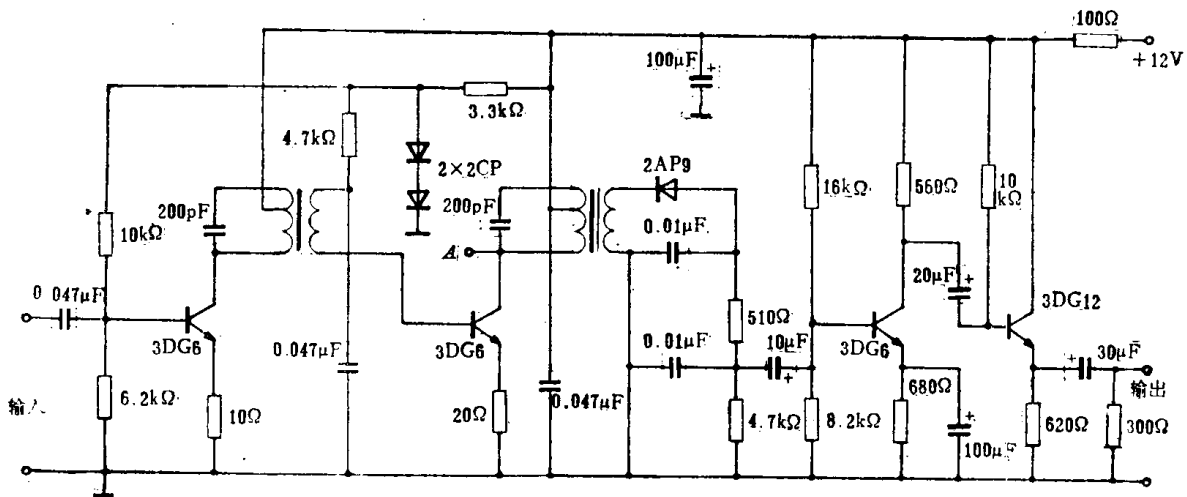


图 2.11 AM包络检波实验电路

图 2.11 中 A 点为输入信号和输入噪声电压的测试点。输入 AM 信号采用 1000Hz 单音调制，调幅度可选用 0.3 和 0.6。

4. FM 限幅鉴频器测试

图 2.12 是限幅鉴频实验电路。限幅鉴频器由集成电路 5G32 及其外接移相电路组成。5G32 的输出端(8 脚)接 RC 低通滤波器作为检后滤波器。输入调频信号先经两级中放电路放大，10.7MHz 陶瓷滤波器(L10.7)作为检前滤波器。

5G32 的内部电原理图如图 2.13 所示，由限幅放大器与模拟乘法器组成。5G32 应用于电视伴音和调频广播的限幅放大与鉴频，图 2.14 表明了它的工作原理。限幅放大电路由三级放大器组成，在 10.7MHz 时有增益 50dB，以这高增益来实现 FM 信号的限幅。在输入 1 mV 时，放大器的输出就呈现硬限幅特性。

模拟乘法器与外接低通滤波器构成鉴相器。当乘法器两路输入信号有相同频率，但存在相位差 ϕ ，即

$$\begin{aligned} V_x &= V_{m1} \cos \omega_c t, \\ V_y &= V_{m2} \cos(\omega_c t + \phi) \end{aligned}$$

时，相乘后经低通滤去二倍频分量，得输出电压

性的拐点附近时，能产生相当大的噪声。电位器 W_1 用来调节二极管的工作点。噪声电压经两级放大，达到需要的电平。电位器 W_2 调节输出电平。

经调试，输出电压一般可达 200~300 mV，频谱范围在 0~10MHz。

若在电路中，再增加一些元件，制成稳定的多级宽带放大器，效果将更好。

3. AM 包络检波器测试