

 学习目的

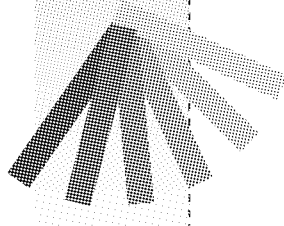
- 定义无线接收机的灵敏度和选择性
- 阐述 AM 接收机中二极管检波器的工作原理
- 画出 TRF 和超外差接收机的原理框图
- 理解镜像频率的产生，并能描述如何对其进行抑制
- 弄通 RF 及 IF 放大器并能分析对应电路
- 描述自动增益控制的必要性以及如何实现之
- 分析一个完整的 AM 接收系统工作原理
- 在 AM 接收系统的每一级进行功率电平（dBm）的测试分析

3.1 接收机特性

假如人们欲构思一个无线接收机的原理框图，也许会贯穿着如下的逻辑思考过程。

1. 来自天线的信号通常都很弱，因此，有必要对其进行放大。所用放大器应当具有低噪声的特性，也应能被调谐为仅仅接收所需的载波和边带频率，以避免来自其他电台的干扰并能使接收到的噪声最小。回忆这一重要概念，即噪声的强弱和带宽的大小是成正比的。
2. 信号在经历充分的放大后，就需要用另一电路从这射频信号中检测出基带信息。
3. 对检测出的基带信号也需作进一步的放大以获得足够的功率来驱动扬声器。

这种逻辑思路过程也就对应如图 3.1 所示的方框图形式。图中包含了 RF 放大器、检波器和音频放大器。最初用于 AM 广播的无线接收机就采用了这种形式，可称为调谐式射频（tuned radio frequency），或简称为 TRF 接收机。这类接收机通常有三级 RF 放大器，在每级之前都设置了一个单独的可变调谐电路。现在我们可以设想一下接收者在试图调谐到另一个不同电台时会经历的烦恼。这三个调谐电路均只能由单独的可变电容器进行控制调谐。为了能接收到另一个电台的信号就需对那三个电路同时进行适当的调谐，这就必然要消耗大量的时间去协调。



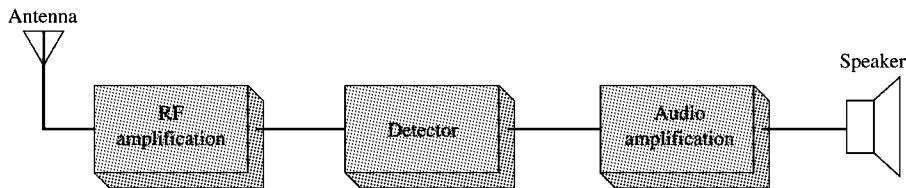


图 3.1 简单无线电接收机框图

3.1.1 灵敏度与选择性

任何接收机均有两个主要特性，即灵敏度和选择性。接收机的灵敏度可定义为接收机驱动转换器（如扬声器）输出至可接受程度的一种能力。还有一个更技术性的定义是：能产生一个规定的输出信号或有时仅需提供一个可分辨的输出而对应所需的最小输入信号（通常表示成电压）。通信接收机的灵敏度范围可从低成本调幅接收机所需的毫伏级至更高要求应用中超复杂设备的纳伏级水平。从本质上看，接收机的灵敏度由其可提供的增益，以及更重要的是它的噪声特性而决定。一般而言，接收机输入的有用信号必须比输入噪声要大一些。这一输入噪声可称为接收机的噪声门限。通常在无线电接收机中加入更多的增益并不难，但要保持噪声系数在某一水平之下则是一个极具挑战性的任务。

选择性可定义为接收机能区分所需信号和其他频率（不需要的信号及噪声）的程度。接收机也会存在选择性过度的情形。例如，在商业 AM 广播的应用中，发射的信号会包含最高达 15 kHz 带宽的基带信息信号，因而该信号在载波信号频率上下延伸生成 15 kHz 的边带。由此可知，总的 AM 信号带宽为 30 kHz。因此，最佳接收机选择范围也应是 30 kHz。然而，接收机如果只选择 5 kHz 的带宽，那上下边带只能在载波左右各延伸 2.5 kHz。这时该接收机输出包含了最高只有 2.5 kHz 的信息带宽，从而使输出信号产生失真。另一方面，一个过宽的 50 kHz 的选择则会引起对无用邻道信号的接收并产生与所选带宽成正比的附加噪声。不利的是，TRF 接收机确实避免不了这类选择性的问题，这也就诠释了它们为何要被超外差式接收机所取代。

如前所述，AM 广播可扩展至约 30 kHz 的带宽。然而，实际上许多电台及接收机只占用了比那更窄受限的带宽。由于许多 AM 广播传送的只是语音类信息，因此由所限带宽引起的信息失真并不总是明显有害的。例如，当接收机的带宽为 10 kHz 时，它能输出高达 5 kHz 的音频带宽，这一带宽可以基本覆盖声音的频率范围。当然，仅用 5 kHz 的最高频率范围是不能以较高保真度来再现音乐信号的，但足以满足一般听众的要求。

3.1.2 TRF 选择性

考虑一个标准的 AM 广播频段接收机，它的工作频率范围在 550~1550 kHz 间。如果认为该频率段的中心近似地位于 1000 kHz 处，当所需带宽 BW 为 10 kHz， Q 值要求为 100，那我们可用第 1 章的式 (1.25) 来计算对应的 Q 值。

$$Q = \frac{f_r}{BW} = \frac{1000 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}} = 100 \quad (1.25)$$

现在，由于调谐电路 Q 值几乎保持不变，尽管它的电容值会改变。当调谐频率变化至 1550 kHz 时，对应的 BW 会改变 15.5 kHz，这是因为：

$$Q = \frac{f_r}{\text{BW}} \quad (1.25)$$

因此

$$\text{BW} = \frac{f_r}{Q} = \frac{1550 \text{ kHz}}{100} = 15.5 \text{ kHz}$$

此时，接收机的 BW 显得过宽，它会引起额外的接收噪声。另一方面，即在频率范围较低的一端，如在 550 kHz 处，对应的 BW 即为 5.5 kHz。

$$\text{BW} = \frac{f_r}{Q} = \frac{550 \text{ kHz}}{100} = 5.5 \text{ kHz}$$

显然，此时的接收保真度受到比较大的破坏。它对应基带信号的最高频率也就可能达到 5.5 kHz/2，即 2.75 kHz，而根本不是完全传输的 5 kHz。为解决这种选择性问题，一般均采用超外差接收机（参见 3.3 节）来取代 TRF 接收模式，

例 3.1

欲设计一部 TRF 接收机，采用具有 10 μH 电感的单调谐电路。

(a) 当调谐频率范围为 550~1550 kHz 时，计算要求用的可变电容器的电容值范围。

(b) 若在 1100 kHz 处，其理想的带宽 BW 是 10 kHz，确定所需的 Q 值。

(c) 该接收机在 550 kHz 与 1550 kHz 处的带宽 BW。

解：

(a) 在 550 kHz 处，采用第 1 章的式 (1.23) 来计算 C 值。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.23)$$

$$550 \text{ kHz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10 \mu\text{H} \times C}}$$

$$C = 8.37 \text{ nF}$$

在 1550 kHz 处：

$$1550 \text{ kHz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10 \mu\text{H} \times C}}$$

$$C = 1.06 \text{ nF}$$

因此，所需电容值的范围是从 1.06~8.37 nF。

$$(b) \quad Q = \frac{f_r}{\text{BW}} = \frac{1100 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}} = 110$$

(c) 在 1550 kHz 处：

$$\text{BW} = \frac{f_r}{Q} = \frac{1550 \text{ kHz}}{110} = 14.1 \text{ kHz}$$

在 550 kHz 处：

$$\text{BW} = \frac{550 \text{ kHz}}{110} = 5 \text{ kHz}$$

3.2 AM 检波

我们已涉及从载波与边带成分 (AM 信号) 中检测出基带 (信息) 信号的过程, 但对此并未做出详细解释。实际上, 这种检测 (译注: 又称检波) 过程是很容易实现的。首先回顾一下关于 AM 信号产生的讨论。如果两个不同频率的信号通过一个非线性器件, 就将产生这两个频率的和与差分量。AM 信号中的载波频率与边带频率的差恰好等于基带信号的频率。如果这调幅信号通过一个非线性器件, 那也将产生载波与边带频率的差频率成分, 而这些频率成分实际上就是基带频率成分。由此可得出结论, AM 信号通过一个非线性器件后将实现检波而输出基带频率成分, 正如载波和基带信号通过一个非线性器件就能产生 AM 信号一样。对这一检波过程的数学证明已在 2.4 节中给出。

通常要求用一个非线性电路来实现幅度调制信号的检波。这种电路的一种理想非线性曲线就是它对调制波正半周的作用影响不同于对其负半周的。这就会使零均值的外加电压波形发生变化, 从而使输出的平均电流随基带信号幅度而变化。图 3.2(a) 所示的曲线即为一种理想曲线, 这是因为它在工作点 P 的每一边是线性的, 并不会产生谐波频率。

当输入一个载波及其边带至一个理想的非线性器件时, 该器件的输出即会包含如下频率成分:

- 1. 载波频率
 - 2. 上边带
 - 3. 下边带
 - 4. 直流分量
 - 5. 载波与下边带频率相减和上边带与载波相减的这类频率分量, 实质上就是携带原始信息的信号频率。
- } 原始输入分量

这种检波器通过在其输出端产生一种所需的失真以恢复所需的信号频率。当此检波器的输出流经一个低通滤波器时, 射频成分即被抑制掉, 仅有低频率的基带信号与直流成分得以顺利输出, 这一过程如图 3.2(a) 中虚线所示的平均电流曲线。

在一些实用的检波器电路中, 常采用一种如图 3.2(b) 所示的最接近理想非线性平方律曲线。具有这种曲线的器件能输出包含以上列出的所有频率成分以及这些频率的谐波成分。当然, 射频的谐波成分完全可以滤除, 但对在输出中产生和与差频率的谐波引起的失真, 人们也不得不在无奈中接受之, 这是因为它们仍处于音频的范围, 无法滤除。

3.2.1 二极管检波器

一种最简单而且最有效、并具有接近理想非线性电阻特性的检波器就是二极管检波器, 如图 3.3(a) 所示。同时也需注意图 3.3(b) 所示的 $I-V$ 曲线。图 3.3(a) 中的二极管正是基于这种 $I-V$ 曲线特性而工作的。二极管的响应一般是处于其低电流工作特性部分, 从而表明了检波器在小信号输入时的输出电流将遵循平方律响应。然而, 对幅度较大的信号

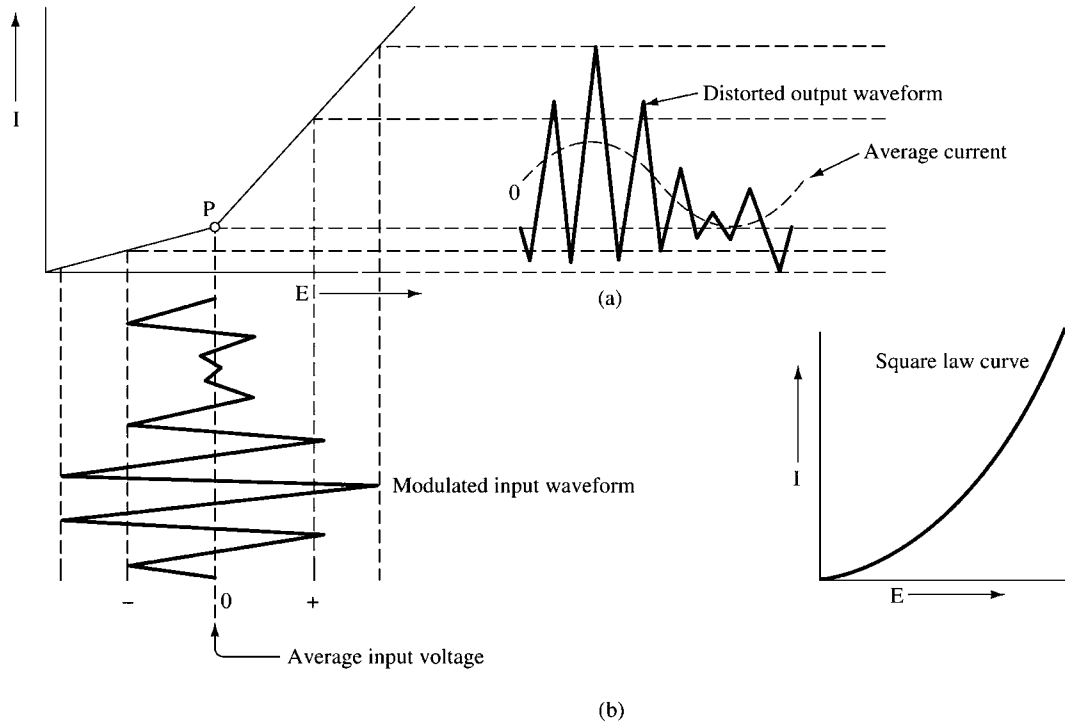


图 3.2 用于检波器的非线性器件

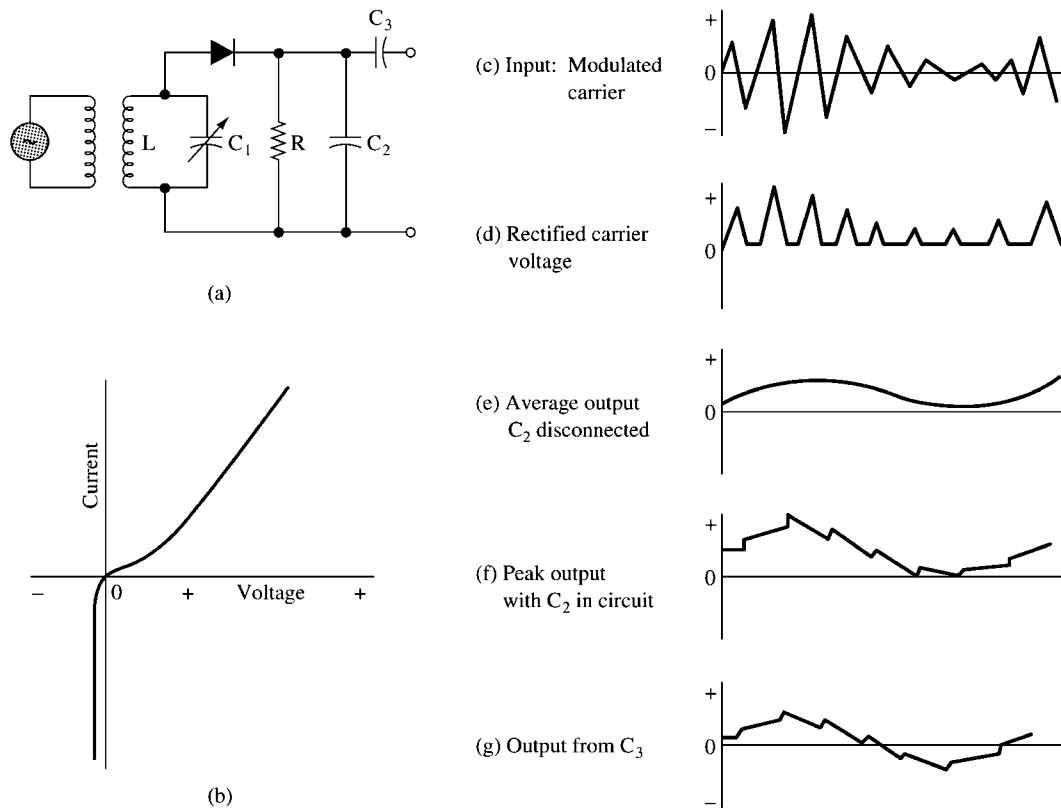


图 3.3 二极管检波器

输入时, 其输出基本上是线性响应, 因此又限制了谐波输出。二极管的陡峭的非线性部分出现在其输入的负半周, 如图 3.3(b)所示。

将已调制载波加至如图 3.3(a)中的 LC_1 调谐电路, 输入至二极管的波形如图 3.3(c)所示。由于二极管仅在信号的半周内导通, 因此, 这一电路能抑制所有输入信号负半周, 给出如图 3.3(d)所示的输出波形, 其平均输出波形如图 3.3(e)所示。尽管平均输入电压为零, 但在 R 两端的平均输出电压总是在零值以上变化。

电路中电容 C_2 与电阻 R 组成一个低通滤波器, 它抑制了 RF (载波频率) 这种在接收机中再也不起作用的成分。通过二极管导通时所呈的低电阻, 电容 C_2 迅速地得以充电至峰值; 但经过具有高阻值的电阻 R , 该电容又慢慢地放电, R 与 C_2 值的大小在音频信号频率上构成一个相当小的时间常数, 而在射频频率上却是一个很大的时间常数。在电路中, 电容 C_2 所得的输出是一个跟随已调制载波峰值变化的电压波形, 参见图 3.3(f)。正因如此, 该电路常称为包络检波器电路。由这检波电路产生的输出直流成分被电容 C_3 隔除, 从而由 C_3 输出如图 3.3(g)所示的交流电压波形。在通信接收机中, 这一隔除的直流分量也常用于提供自动音量 (增益) 控制。

现将二极管检波器的优点总结如下:

1. 可用于处理相当大的功率信号, 对输入信号的幅度无实际的限制;
2. 在多数 AM 应用中, 由其产生的失真程度是可接受的, 并且随着输入信号的幅度增加, 其输出的失真反而减小;
3. 检波效率较高, 经正确设计的二极管检波器效率可达 90%;
4. 可附带输出一个有用的直流电压用于自动增益控制电路。

当然, 二极管检波器也有如下缺点:

1. 由于二极管电路要从输入调谐电路吸收一定功率, 这就会降低输入调谐电路的 Q 值与选择性;
2. 二极管检波器电路不具备放大作用。

3.2.2 检波二极管类型

在一般应用中, 可采用标准的 PN 结二极管, 它通常能胜任 LF、HF 以及 LHF 波段的检波应用。低成本的硅开关二极管, 如 1N914 与 1N4148 就常被采用。但在较高频率的应用场合, 常采用点接触式二极管。这类二极管的 PN 结设置在基片表面并经由短细导线与 P 型材料相接触。由于这种结非常小, 由其产生的结电容相当低, 因此它甚至在高达 40 GHz 的微波频率工作时也非常有效。

检波二极管的一个重要指标是电压灵敏度, 这是对在每单位 RF 输入功率条件下检波器输出有多大的一种衡量。在某一规定的直流偏置条件下, 电压灵敏度的单位是 V/mW 或 mV/ μ W。

3.2.3 对角削波畸变

在二极管检波器电路中有必要对其元器件进行精心选择以获取最佳的检波效率。值得

考虑的一个重要因素是检波电路的时间常数 RC_2 ，此点对脉冲调制的解调尤为重要。如图 3.4(b)所示，当一个受脉冲方波调制的载波加至一个理想的二极管检波器时，则会产生如图 3.4(c)所示的输出波形。值得注意的是，为更清晰起见，在与图 3.4(b)中的高频载波相比时，图 3.4(c)中的波形幅度已被夸大画出。

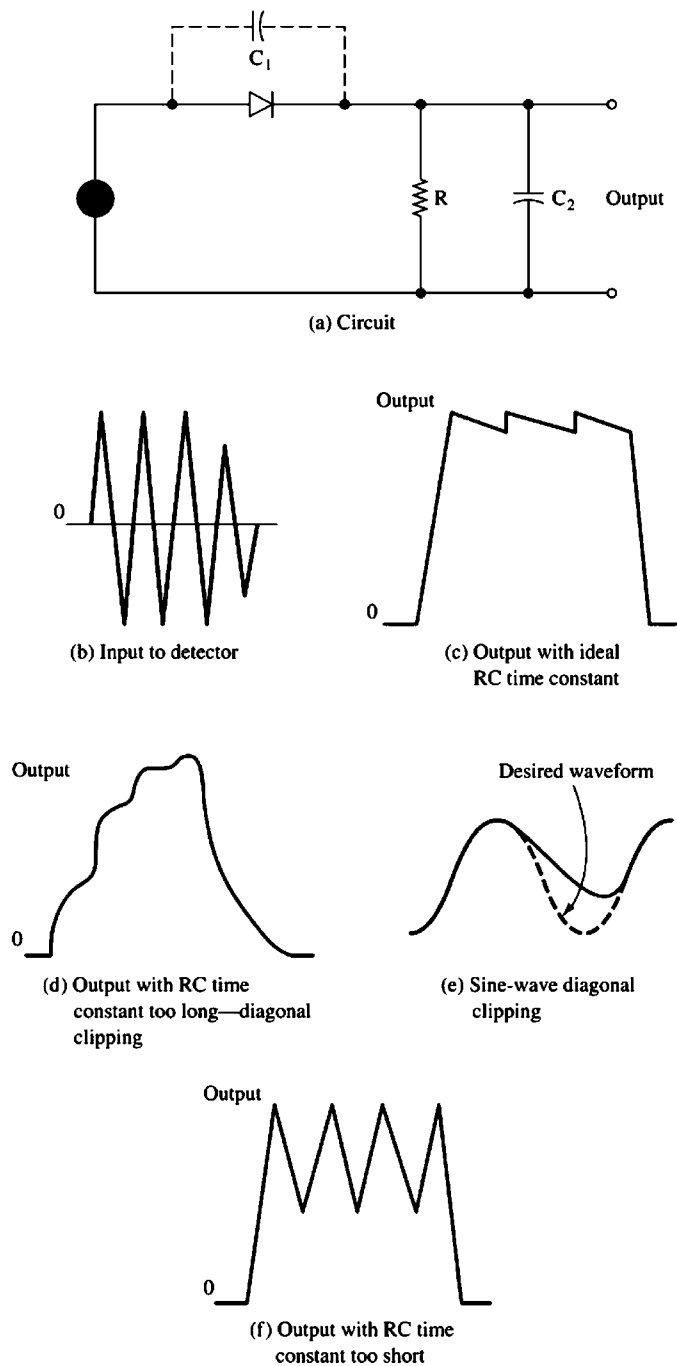


图 3.4 对二极管检波器元件的取值考虑，虚线表示脉冲期间的平均电压

与 RF 波的周期相比,若时间常数 RC_2 值过高,则要求数个 RF 波周期长的时间来对 C_2 充电,从而使输出脉冲的前沿倾斜,如图 3.4(d)所示。在经历几个高频脉冲后,该电容才慢慢放电,从而使输出脉冲的后沿成指数函数状下降,这不是我们所期望的方波输出。常称这一现象为对角削波,对正弦波基带信号波而产生的对角消波效应如图 3.4(e)所示。注意:已经检波出的正弦波已有失真,这是由于过大的时间常数 RC 不能让电容器电压跟上正弦波的完整变化。另一方面,如果时间常数过小,则会容易地产生输出波形的前后沿。这样,电容器在输入载波周期间会大量放电,这就减少了输出脉冲的平均幅度,从而在输出保留了一个较大的载波频率成分,如图 3.4(f)所示。

出于上述考虑的几点理由,常从折中的角度来选取电路的时间常数。由于总的输入信号电压是由负载电阻 R 与二极管导通时的内阻来分压的,尤其在必要时,较大的 R 值能确保输入电压的较大部分存在于输出中,因此,电阻 R 值必须取得较大。另一方面,切不能让负载电阻值取得过高,以致于使电容 C_2 的取值几乎接近二极管结电容(图 3.4(a)所示) C_1 的值。当这种情形发生时,电容 C_2 在二极管非导通期间会试图通过 C_1 放电,从而降低检波器的输出幅度。

3.2.4 同步检波

在绝大多数的 AM 检波方案中均采用二极管检波器。由于在 AM 制式中,高保真特性通常并不是一个重要的考虑因素,由二极管检波造成的几个百分点甚至更高的失真程度是完全可接受的。但在一些要求较高的应用场合,使用同步检波器则有如下的优点:

1. 低失真——远低于 1 个百分点;
2. 在脉冲调制或高保真应用中,对高速调制波形的检波处理能力较强;
3. 能提供电路增益,而不是像二极管检波器中对信号有衰减。

同步检波器也称为乘积或外差检波器。它的工作原理涉及类似于 AM 产生电路中的非线性混频方式。考虑对 900 kHz 载波传输的接收情形,假定该已调波包含了 1 kHz 的基带频率,则此接收波是由以下三种频率成分组成的。

1. 900 kHz 的载波频率。
2. 901 kHz 的上边频。
3. 899 kHz 的下边频。

又假定此 AM 波形通过一非线性器件与内部产生的 900 kHz 正弦波混频。那就会产生一个差频成分 1 kHz,即为所需的输出基带信号频率。与此同时,一些较高的和频率成分也会随之产生,但用一个低通滤波器就可容易地将它们滤除。在此,我们以一种与前面所讨论的包络检波(二极管检波)完全不同的方式来实现对信号的检波。一个常用于乘积检波器的电路就是平衡调制器,它已广泛地应用于单边带(SSB)制式中,我们将在第 4 章对其进行详细的描述。

AM 同步检波器的 Electronics Workbench™ Multism 实现如图 3.5(a)所示。将 AM 信号加至混频电路和 (A_1) 的 Y 输入端,同时也使其通过高增益限幅器 A_2 。该高增益限幅器用于限制幅度变化,仅留下 900 kHz 载波信号。混频电路将对这加在 X 与 Y 输入的两个频率进行和与差的混频输出,正如前面第 2 章式(2.2)中定义的一样。此和频率分量将是载波

频率的两倍再加上 1 kHz，而差频率分量直接是基带信号频率（1 kHz）。电阻 R_1 ，电感 L_1 与电容 C_1 构成一个低通滤波器，其截止频率约为 1 kHz，可用来滤除高频成分并仅让基带频率成分保留在输出中。

在测试点 1 (TP1) 处的波形如图 3.5(b)所示。此例表示的是一个百分百调制的 AM 波形。已被检波恢复出的 1 kHz 信号如图 3.5(b)中的 TP2 所示。

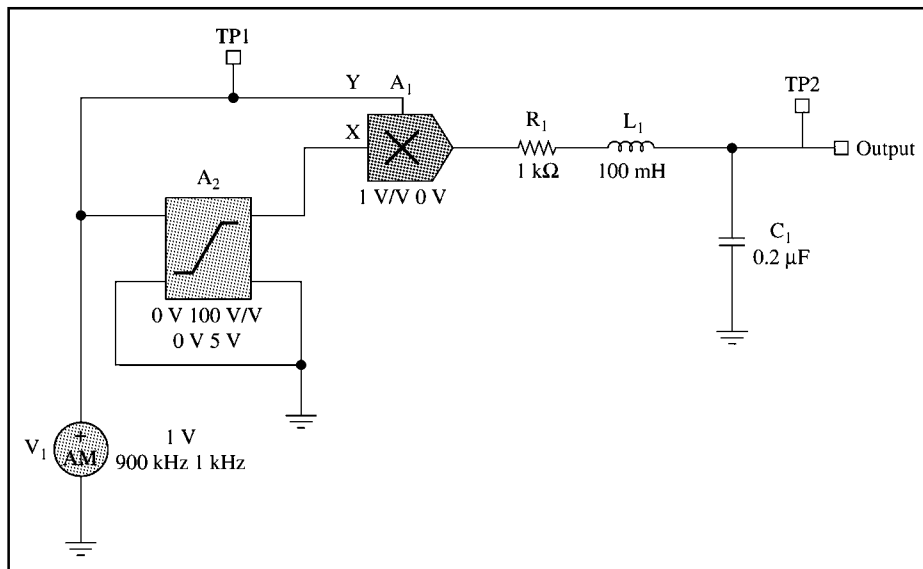


图 3.5(a) 用 Electronics Workbench™ Multism 实现 AM 同步检波器电路

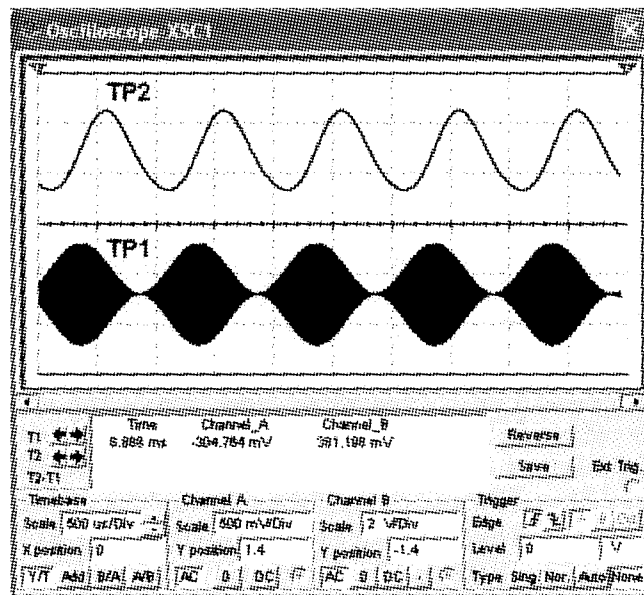


图 3.5(b) 图 3.5(a)提供的同步 AM 检波器 TP1 与 TP2 处所得波形

3.3 超外差接收机

在 TRF 系统中关于可变选择性的这一最基本问题早从 20 世纪 30 年代始就促使超外差接收机的研制并得以广泛的运用。即使已历经沧桑岁月, 这种基本的接收机结构现今仍在接收系统中占据统治地位。

图 3.6 中给出了一个超外差接收机的原理框图。图中第一级是一个标准的 RF 放大器, 当然它并不是必须设置的, 这取决于后面将要讨论的一些因素。第二级是混频器, 它具有两个输入, 其中一个输入来自 RF 放大器的输出(或直接从天线输入, 当不用 RF 放大器时), 而另一个输入是来自本机振荡器(LO)的稳定正弦波。此混频器还是一个用于 AM 制式中的非线性器件, 它的功能是将输入的 AM 信号与正弦波混频以产生一个新的和差频率的集合, 而它的输出如将要说明的, 不管接收时输入载波频率如何, 它总是一个固定载波频率(译注: 中频)的 AM 信号。下一级就是中频(IF)放大器, 它能在上述的固定频率上对射频信号进行有效的放大。这就能在整个接收频段上形成一个恒定的带宽(BW)。显然, 这就是超外差式接收机能具有极优选择性的关键所在。此外, 由于中频频率通常比射频低, 因而也较容易在中频信号附近取得电压增益。在中频放大器之后, 电路的设置是检波器, 它从已放大的中频信号录取(检波)含基带信息的信号。接着, 这已录取的基带信号经由音频放大器放大后再馈入扬声器。其中, 由检波器录取的与接收信号强度成比例的直流电平被反馈至 IF 放大器, 有时还送至混频器和/或射频放大器, 这就是所谓的自动增益控制(AGC)电平, 它使接收变化强度信号的系统在宽频带范围内具有相对稳定的输出, 关于 AGC 的详述将在 3.6 节中给出。

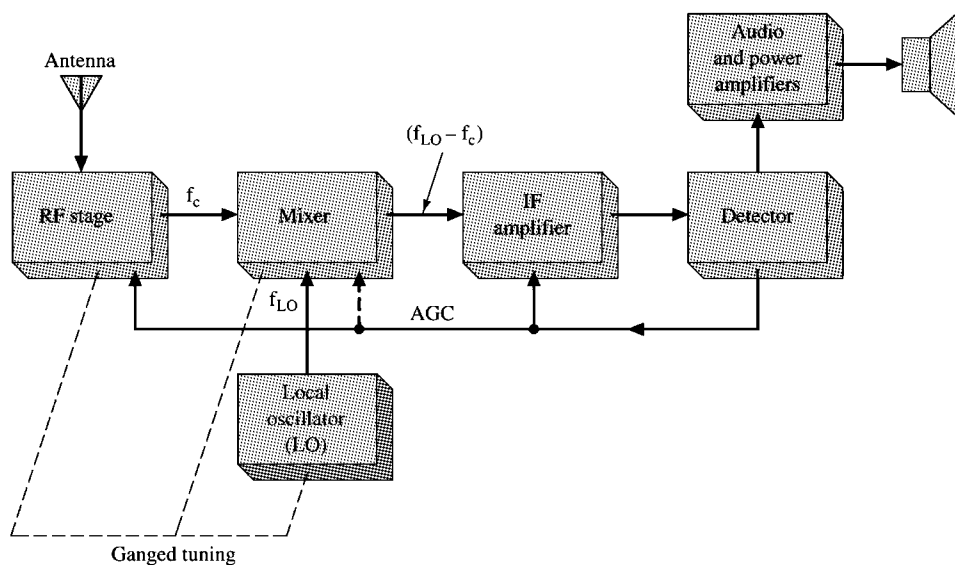


图 3.6 超外差接收机原理框图