

《非线性电路实验》实验报告

实验名称: Amplitude Demodulation 指导教师: 冯鹏 fengpeng06@semi.ac.cn
姓名: 丁毅 学号: 2023K8009908031 班级/专业: 2308/电子信息 分组序号: 2-06
实验日期: 2025.12.11 实验地点: 西实验楼 (8 号楼) 308 是否调课/补课: 否 成绩:

目录

1	实验目的	1
2	实验仪器	1
3	实验原理	2
3.1	同步幅度解调基本原理 (Synchronous AM Demodulation)	2
3.2	低通滤波器的作用	2
3.3	同步解调与包络检波的比较	2
3.4	实验电路简要分析	3
4	实验内容与步骤	3
4.1	实验前准备与连接	3
4.2	解调过程观测与调试	3
5	实验结果与分析	4
6	思考题	5
6.1	分析调幅波同步解调方法的优缺点。	5
6.2	为什么解调信号在经过滤波后出现了“反相”(180°相移)?	5
	附录 A 原始数据记录表	6
	附录 B 实验预习报告	6
	附录 C MATLAB Codes	10

1 实验目的

- (1) 掌握基于集成模拟乘法器的幅度调制 (AM) 原理与实现方法。
- (2) 理解 AM 信号频谱结构、功率分配及调制系数 (Modulation Index) 的影响。
- (3) 掌握使用 MC1496 四象限模拟乘法器实现 AM 调制的电路配置与调试方法。
- (4) 学会在示波器上测量调制系数并分析基带信号 (原始信号)、载波与已调波之间的关系。

2 实验仪器

- (1) 高频实验箱 - 乘法调幅/混频实验板 (031132201809392)
- (2) 示波器 RIGOL MSO2202A (080103201901376)

(3) 信号发生器 GWINSTEK AFG-2225 (080102201901355)

(4) 万用表 LINIT- UT61A (C181503983)

3 实验原理

3.1 同步幅度解调基本原理 (Synchronous AM Demodulation)

设已接收的标准 AM 信号 (来自上一个实验的输出) 为:

$$v_{AM}(t) = A_c [1 + m \cos(\omega_s t)] \cos(\omega_c t) \quad (1)$$

其中, f_s 为基带信号频率, f_c 为载波频率, m 为调制系数。同步解调的核心思想是: 在接收端产生一个与发射端载波同频率且同相位的本地载波 (Local Carrier, 也称恢复载波或参考信号) $v_r(t)$:

$$v_r(t) = A_r \cos(\omega_c t + \Delta\phi) \quad (2)$$

理想情况下, 相位差 $\Delta\phi = 0$, 即完全同步。将调制信号 $v_{AM}(t)$ 与恢复载波 $v_r(t)$ 输入模拟乘法器进行相乘, 利用三角恒等式 $\cos^2(\omega_c t) = \frac{1}{2}[1 + \cos(2\omega_c t)]$, 得到:

$$v_{out}(t) = k \cdot v_{AM}(t) \cdot v_r(t) = k A_c A_r [1 + m \cos(\omega_s t)] \cos^2(\omega_c t) \quad (3)$$

$$= \underbrace{\frac{k A_c A_r}{2} [1 + m \cos(\omega_s t)]}_{\text{低频分量 (包含直流与基带信号)}} + \underbrace{\frac{k A_c A_r}{2} [1 + m \cos(\omega_s t)] \times \cos(2\omega_c t)}_{\text{高频分量 (中心频率为 } 2f_c \text{)}} \quad (4)$$

如果相位不同步, 即 $\Delta\phi \neq 0$, 则乘法器输出变为:

$$v_{out}(t) = k \cdot v_{AM}(t) \cdot v_r(t) = k A_c A_r [1 + m \cos(\omega_s t)] \cos(\omega_c t) \cos(\omega_c t + \Delta\phi) \quad (5)$$

$$= k A_c A_r [1 + m \cos(\omega_s t)] \cos(\omega_c t) [\cos(\Delta\phi) \cos(\omega_c t) - \sin(\Delta\phi) \sin(\omega_c t)] \quad (6)$$

$$= \cos(\Delta\phi) k A_c A_r [1 + m \cos(\omega_s t)] \cos^2(\omega_c t) - \sin(\Delta\phi) k A_c A_r [1 + m \cos(\omega_s t)] \cos(\omega_c t) \sin(\omega_c t) \quad (7)$$

$$= \underbrace{\frac{k A_c A_r \cos(\Delta\phi)}{2} [1 + m \cos(\omega_s t)]}_{\text{低频分量 (包含直流与基带信号)}} + \underbrace{\frac{k A_c A_r}{2} [1 + m \cos(\omega_s t)] \times [\cos(\Delta\phi) \cos(2\omega_c t) - \sin(\Delta\phi) \sin(2\omega_c t)]}_{\text{高频分量 (中心频率为 } 2f_c \text{)}} \quad (8)$$

由此看出相位误差 $\Delta\phi$ 并不会从根本上影响解调结果, 但会使低频分量的幅度降低, 系统信噪比稍有下降。值得一提的是, 上述基于乘法器的同步解调方法适用于绝大多数 Amplitude Modulation 形式, 通用性较强。

3.2 低通滤波器的作用

乘法器输出 $v_{out}(t)$ 包含两个主要频率成分:

(1) **低频分量 (Low-Frequency Component):** 包含直流成分和原始基带信号 $\cos(\omega_s t)$ 。

(2) **高频分量 (High-Frequency Component):** 中心频率在 $2f_c$, 其幅度受基带信号调制。

通过一个高边截止频率 f_H 满足 $f_s \ll f_H \ll 2f_c$ 的低通滤波器, 可以很好地滤除高频分量 ($2f_c$ 附近):

$$v_{out, LPF}(t) = \frac{k A_c A_r}{2} [1 + m \cos(\omega_s t)] \quad (9)$$

该信号包含一个直流偏移 $\frac{k A_c A_r}{2}$ 和放大后的原始基带信号 $\frac{k A_c A_r m}{2} \cos(\omega_s t)$ 。通过隔直电容或后级电路即可去除直流, 最终恢复出纯净的基带信号。

3.3 同步解调与包络检波的比较

(1) **乘法器同步解调 (Synchronous Demodulation):** **优点:** 解调线性度好, 适用于低调制系数 ($m \ll 1$) 及过调制 ($m > 1$) 情况; 能解调所有类型的幅度调制信号 (包括 DSB-SC、SSB)。**缺点:** 需要产生与发射端严格同步的本地载波, 系统复杂度高。

- (2) **二极管包络解调 (Envelope Detection):** 优点: 电路极其简单 (仅需一个二极管、电阻和电容), 无需本地载波。缺点: 仅适用于幅度较大的标准 AM 信号 ($m \leq 1$); 解调效率低, 存在门限效应和失真; 无法解调 DSB-SC 或 SSB 信号。

3.4 实验电路简要分析

如 Figure 1 所示, 本次实验的同步解调电路同样以 MC1496 为核心, 结构与调制电路类似但功能不同:

- (1) **输入端口 IN1:** 接入本地恢复载波 $v_r(t)$ (将调整电路中所用的载波信号输入此端);
- (2) **输入端口 IN2:** 接入待解调的 AM 信号 $v_{AM}(t)$ (来自调制实验板的 OUT 端);
- (3) **核心乘法器:** MC1496 实现 $v_{AM}(t) \times v_r(t)$ 的相乘操作;
- (4) **低通滤波器:** 由 R16, C10, C11 构成无源低通滤波器, 用于滤除 $2f_c$ 高频分量;
- (5) **输出级:** 采用 Common Emitter 放大电路作为输出级, 提高信号幅度的同时隔离负载影响;
- (6) **输出端口 TP3:** 乘法器直接输出端, 可观测未滤波的混合信号 (包含低频和高频分量);
- (7) **输出端口 TP4:** 经过低通滤波器后的输出, 即为恢复后的基带信号。

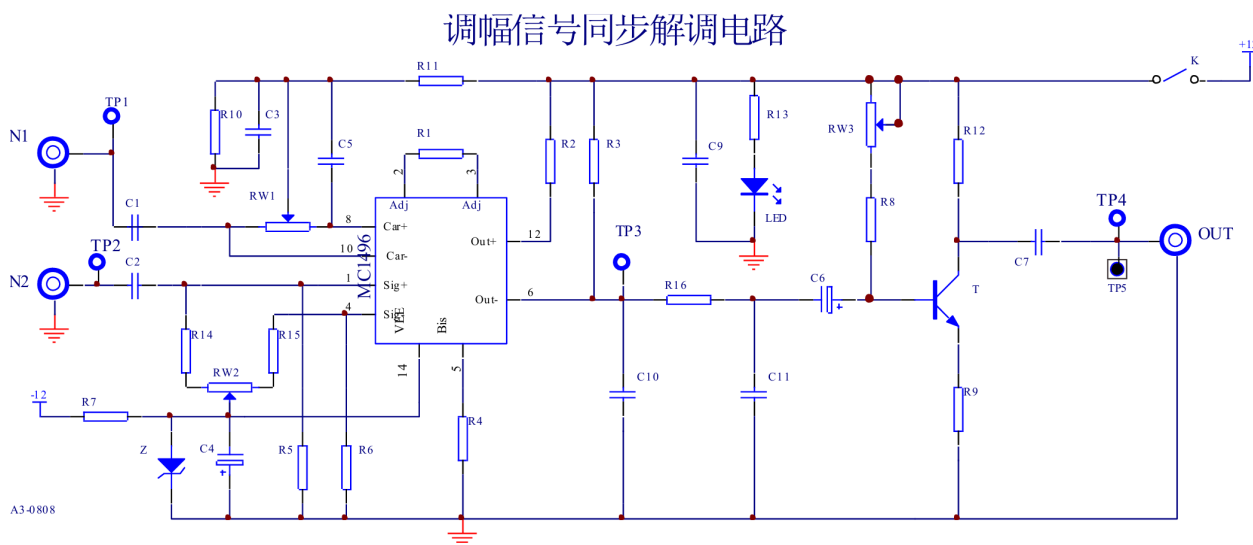


Figure 1: MC1496-Based Synchronous AM Demodulation Circuit Used in the Experiment

4 实验内容与步骤

4.1 实验前准备与连接

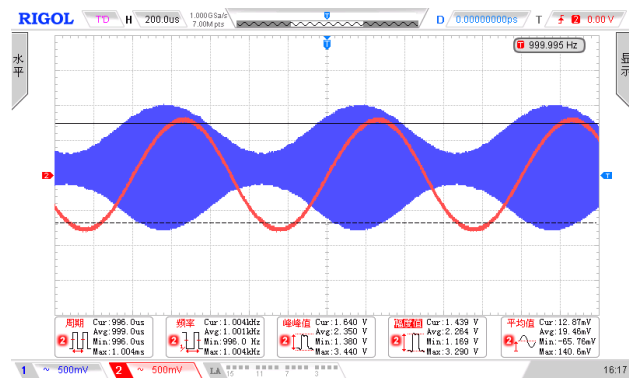
- (1) 在实验箱上接入**乘法器幅度调制实验板**和**调幅信号同步解调实验板**;
- (2) 按上一个实验的步骤, 在调制板上产生一个调制系数 $m \approx 0.5$ 的 AM 信号;
- (3) 将调制板 OUT 端产生的 AM 信号接入解调板的 IN2 端;
- (4) 将调制板所用的 10.7 MHz 载波信号 (信号源或晶体振荡器输出) 接入解调板的 IN1 端作为本地载波。

4.2 解调过程观测与调试

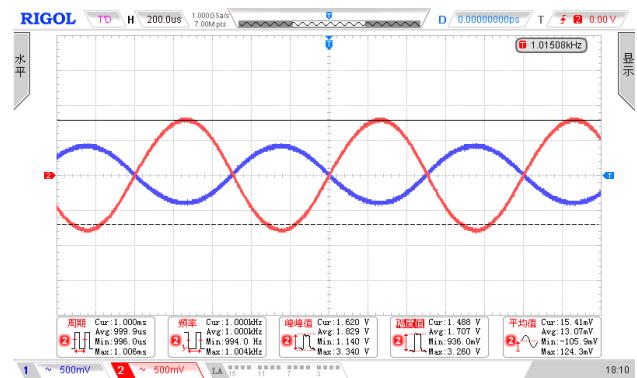
- (1) **观测未滤波信号 (TP3):** 将示波器通道 1 接 TP3, 调整解调板上的电位器 RW1 和 RW2, 使波形稳定。此时应观察到包含低频包络和高频载波分量的混合信号。
- (2) **观测滤波后信号 (TP4):** 将示波器通道 2 接 TP4, 观察经过低通滤波器后的输出, 应为一个频率为 1 kHz 的正弦波 (可能带有少量残余高频纹波); 微调 RW1, RW2 使 TP4 端的正弦幅度最大、失真最小。
- (3) **不同调制系数下的解调:** 在幅度调制板中, 依次将调制系数 m 调节至约 0.3、0.5、0.8, 对每一个 m 值, 在解调板上记录 TP3 和 TP4 的波形; 对比不同 m 下, 解调输出波形 (TP4) 的幅度和噪声变化。

5 实验结果与分析

为解调电路设置合适工作点之后，调整幅度调制电路使输出法信号调幅系数约为 0.5，此时的调幅结果与解调结果如 Figure 2 所示：



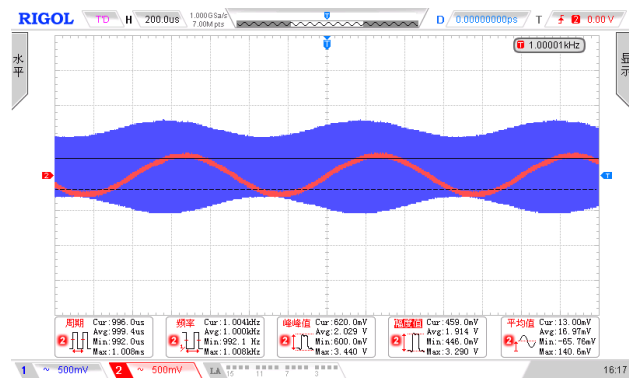
(a) Amplitude-Modulated signal (CH1, blue) and filtered demodulated signal (CH2, red).



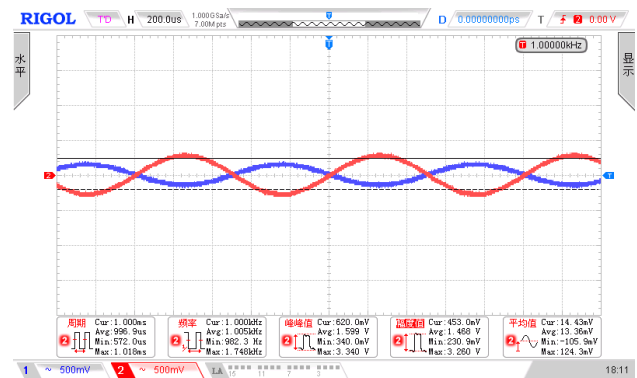
(b) Unfiltered (CH1, blue) demodulated signal and filtered (CH2, red) demodulated signal.

Figure 2: The measured AM modulation and demodulation results with moderate modulation index ($m \approx 0.5$).

改变调幅系数后继续进行测量，结果如 Figure 3 和 Figure 4 所示：

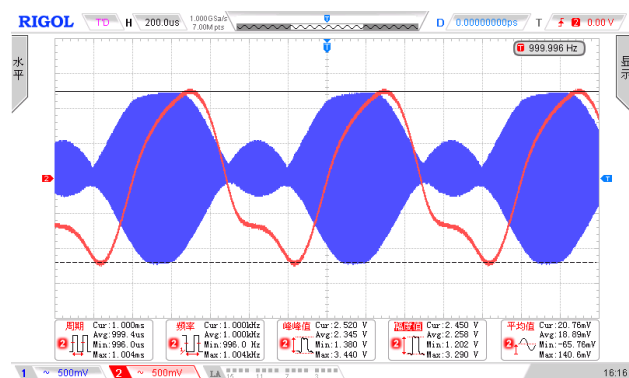


(a) Amplitude-Modulated signal (CH1, blue) and filtered demodulated signal (CH2, red).

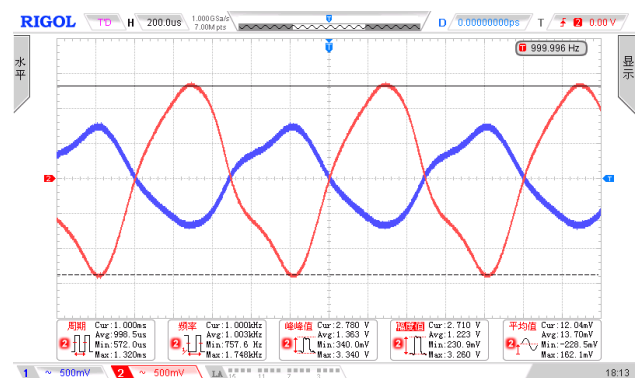


(b) Unfiltered (CH1, blue) demodulated signal and filtered (CH2, red) demodulated signal.

Figure 3: The measured AM modulation and demodulation results with small modulation index ($m \approx 0.2$).



(a) Amplitude-Modulated signal (CH1, blue) and filtered demodulated signal (CH2, red).



(b) Unfiltered (CH1, blue) demodulated signal and filtered (CH2, red) demodulated signal.

Figure 4: The measured AM modulation and demodulation results with large modulation index ($m > 1$).

可以看到, 经过低通滤波后的输出波形更加“纯净”, 波形上的高频毛刺大多被消除, 即附在信号上的高频分量基本被滤除。需要指出的是, 通过低通滤波前的解调信号应该还含有直流分量, 但我们测量时将示波器设置为了交流耦合, 因此没有观察到直流分量。

在不同的调幅系数下信号均能被解调, 但调幅系数过大或过小都会导致解调输出的质量下降。在调幅系数 $m > 1$ 时, 解调输出出现了明显失真, 波形顶部被削平 (Clipping); 而在调幅系数较小时, 解调输出的幅度较小, 信噪比较低。

上图还可以观察到, 解调后的信号经过低通滤波后, 高频毛刺明显减少, 信号更加纯净。

6 思考题

6.1 分析调幅波同步解调方法的优缺点。

调幅波同步解调方法具有一系列显著优点。首先, 在理想同步条件下, 其解调输出与输入调制信号之间呈现严格的线性关系, 失真度极低, 保证了高线性度与高保真度。其次, 该方法的适用性非常广泛, 不仅能解调标准 AM 信号, 还能有效处理抑制载波的双边带 (DSB-SC) 和单边带调制 (SSB) 等复杂调制信号。此外, 与包络检波相比, 同步解调不存在“门限效应”, 在低信噪比环境下依然能保持优良的接收性能。最后, 该方法对过调制状态具有很好的鲁棒性, 即使调制系数 $m > 1$, 只要载波同步良好, 依然能够正确解调出原始信号。

然而, 同步解调方法也存在若干缺点, 其中最主要的一点是需要实现精确的载波同步, 即接收端必须产生一个与发射端载波严格同频同相的本地载波。这通常需要依赖锁相环 (PLL) 等复杂的载波生成电路, 显著增加了系统的硬件成本与整体复杂度。其次, 该方法的性能对相位噪声高度敏感, 本地载波的相位噪声 ϕ_n 会通过幅度系数 $\cos(\Delta\phi)$ 直接耦合到解调后的基带信号中。最后, 从电路实现层面看, 同步解调需要模拟乘法器和低通滤波器等组件, 其电路结构相比简单的包络检波解调电路要复杂得多。

总的来讲, 同步解调主要应用于对解调质量要求严苛、信号形式复杂 (如 DSB-SC、SSB) 或工作于低信噪比环境的通信系统中, 例如专业无线电、卫星通信以及数字通信的相干解调等场合。相比之下, 包络检波则因其极简的电路结构, 被广泛应用于对成本敏感、且只需处理标准 AM 信号的广播接收机等场景。

6.2 为什么解调信号在经过滤波后出现了“反相” (180° 相移)?

查看原理图发现, 解调电路中的滤波部分内含一个 Common Emitter (CE) 放大器, 放大解调信号在滤波后经过 CE 放大器, 因此出现了 180° 的相移。

附录 A 原始数据记录表

注：本次实验并未产生具体数据，仅通过示波器观察波形变化，已在正文部分给出相关图像，此处不再重复记录。

附录 B 实验预习报告

《非线性电路实验》预习报告

实验名称: Amplitude Demodulation 指导教师: 冯鹏 fengpeng06@semi.ac.cn
姓名: 丁毅 学号: 2023K8009908031 班级/专业: 2308/电子信息 分组序号: 2-06
实验日期: 2025.12.11 实验地点: 西实验楼 (8 号楼) 308 是否调课/补课: 否 成绩:

1 实验目的

- (1) 掌握基于集成模拟乘法器的幅度调制 (AM) 原理与实现方法。
- (2) 理解 AM 信号频谱结构、功率分配及调制系数 (Modulation Index) 的影响。
- (3) 掌握使用 MC1496 四象限模拟乘法器实现 AM 调制的电路配置与调试方法。
- (4) 学会在示波器上测量调制系数并分析基带信号 (原始信号)、载波与已调波之间的关系。

2 实验仪器

- (1) 高频实验箱 - 乘法调幅/混频实验板 (031132201809392)
- (2) 示波器 RIGOL MSO2202A (080103201901376)
- (3) 信号发生器 GWINSTEK AFG-2225 (080102201901355)
- (4) 万用表 LINIT- UT61A (C181503983)

3 实验原理

3.1 同步幅度解调 (Synchronous AM Demodulation) 原理

设已接收的标准 AM 信号 (来自上一个实验的输出) 为:

$$v_{AM}(t) = A_c [1 + m \cos(\omega_s t)] \cos(\omega_c t) \quad (1)$$

其中, f_s 为基带信号频率, f_c 为载波频率, m 为调制系数。同步解调的核心思想是: 在接收端产生一个与发射端载波同频率且同相位的本地载波 (Local Carrier, 也称恢复载波或参考信号) $v_r(t)$:

$$v_r(t) = A_r \cos(\omega_c t + \Delta\phi) \quad (2)$$

理想情况下, 相位差 $\Delta\phi = 0$, 即完全同步。将调制信号 $v_{AM}(t)$ 与恢复载波 $v_r(t)$ 输入模拟乘法器进行相乘, 利用三角恒等式 $\cos^2(\omega_c t) = \frac{1}{2}[1 + \cos(2\omega_c t)]$, 得到:

$$v_{out}(t) = k \cdot v_{AM}(t) \cdot v_r(t) = k A_c A_r [1 + m \cos(\omega_s t)] \cos^2(\omega_c t) \quad (3)$$

$$= \underbrace{\frac{k A_c A_r}{2} [1 + m \cos(\omega_s t)]}_{\text{低频分量 (包含直流与基带信号)}} + \underbrace{\frac{k A_c A_r}{2} [1 + m \cos(\omega_s t)] \times \cos(2\omega_c t)}_{\text{高频分量 (中心频率为 } 2f_c)} \quad (4)$$

如果相位不同步, 即 $\Delta\phi \neq 0$, 则乘法器输出变为:

$$v_{out}(t) = k \cdot v_{AM}(t) \cdot v_r(t) = k A_c A_r [1 + m \cos(\omega_s t)] \cos(\omega_c t) \cos(\omega_c t + \Delta\phi) \quad (5)$$

$$= k A_c A_r [1 + m \cos(\omega_s t)] \cos(\omega_c t) [\cos(\Delta\phi) \cos(\omega_c t) - \sin(\Delta\phi) \sin(\omega_c t)] \quad (6)$$

$$= \cos(\Delta\phi) k A_c A_r [1 + m \cos(\omega_s t)] \cos^2(\omega_c t) - \sin(\Delta\phi) k A_c A_r [1 + m \cos(\omega_s t)] \cos(\omega_c t) \sin(\omega_c t) \quad (7)$$

$$= \underbrace{\frac{k A_c A_r \cos(\Delta\phi)}{2} [1 + m \cos(\omega_s t)]}_{\text{低频分量 (包含直流与基带信号)}} + \underbrace{\frac{k A_c A_r}{2} [1 + m \cos(\omega_s t)] \times [\cos(\Delta\phi) \cos(2\omega_c t) - \sin(\Delta\phi) \sin(2\omega_c t)]}_{\text{高频分量 (中心频率为 } 2f_c)} \quad (8)$$

由此看出相位误差 $\Delta\phi$ 并不会从根本上影响解调结果, 但会使低频分量的幅度降低, 系统信噪比稍有下降。值得一提的是, 上述基于乘法器的同步解调方法适用于绝大多数 Amplitude Modulation 形式, 通用性较强。

3.2 低通滤波器的作用

乘法器输出 $v_{out}(t)$ 包含两个主要频率成分：

- (1) **低频分量 (Low-Frequency Component):** 包含直流成分和原始基带信号 $\cos(\omega_s t)$ 。
- (2) **高频分量 (High-Frequency Component):** 中心频率在 $2f_c$ ，其幅度受基带信号调制。

通过一个高边截止频率 f_H 满足 $f_s \ll f_H \ll 2f_c$ 的低通滤波器，可以很好地滤除高频分量 ($2f_c$ 附近)：

$$v_{out, LPF}(t) = \frac{kA_c A_r}{2} [1 + m \cos(\omega_s t)] \quad (9)$$

该信号包含一个直流偏移 $\frac{kA_c A_r}{2}$ 和放大后的原始基带信号 $\frac{kA_c A_r m}{2} \cos(\omega_s t)$ 。通过隔直电容或后级电路即可去除直流，最终恢复出纯净的基带信号。

3.3 同步解调与包络检波的比较

- (1) **乘法器同步解调 (Synchronous Demodulation):** 优点：解调线性度好，适用于低调制系数 ($m \ll 1$) 及过调制 ($m > 1$) 情况；能解调所有类型的幅度调制信号 (包括 DSB-SC、SSB)。缺点：需要产生与发射端严格同步的本地载波，系统复杂度高。
- (2) **二极管包络解调 (Envelope Detection):** 优点：电路极其简单 (仅需一个二极管、电阻和电容)，无需本地载波。缺点：仅适用于幅度较大的标准 AM 信号 ($m \leq 1$)；解调效率低，存在门限效应和失真；无法解调 DSB-SC 或 SSB 信号。

3.4 实验电路简要分析

如 Figure 1 所示，本次实验的同步解调电路同样以 MC1496 为核心，结构与调制电路类似但功能不同：

- (1) **输入端口 IN1:** 接入本地恢复载波 $v_r(t)$ (将调整电路中所用的载波信号输入此端)；
- (2) **输入端口 IN2:** 接入待解调的 AM 信号 $v_{AM}(t)$ (来自调制实验板的 OUT 端)；
- (3) **核心乘法器:** MC1496 实现 $v_{AM}(t) \times v_r(t)$ 的相乘操作；
- (4) **低通滤波器:** 由 R16, C10, C11 构成无源低通滤波器，用于滤除 $2f_c$ 高频分量；
- (5) **输出级:** 采用 Common Emitter 放大电路作为输出级，提高信号幅度的同时隔离负载影响；
- (6) **输出端口 TP3:** 乘法器直接输出端，可观测未滤波的混合信号 (包含低频和高频分量)；
- (7) **输出端口 TP4:** 经过低通滤波器后的输出，即为恢复后的基带信号。

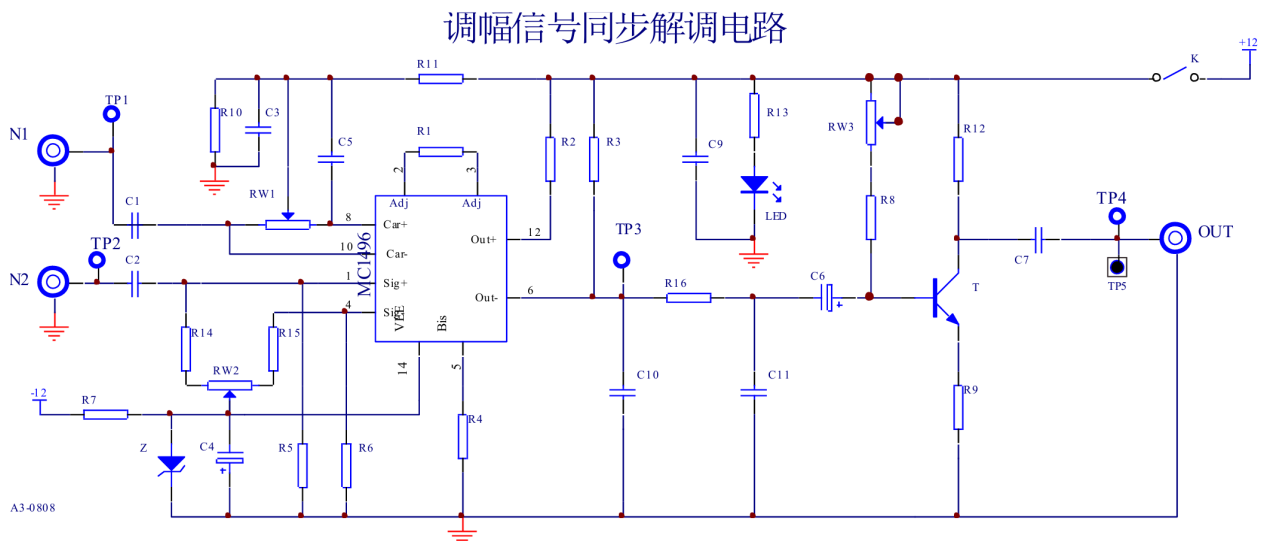


Figure 1: MC1496-Based Synchronous AM Demodulation Circuit Used in the Experiment

4 实验内容与步骤

4.1 实验前准备与连接

- (1) 在实验箱上接入**乘法器幅度调制实验板**和**调幅信号同步解调实验板**；
- (2) 按上一个实验的步骤，在调制板上产生一个调制系数 $m \approx 0.5$ 的 AM 信号；
- (3) 将调制板 OUT 端产生的 AM 信号接入解调板的 IN2 端；
- (4) 将调制板所用的 10.7 MHz 载波信号 (信号源或晶体振荡器输出) 接入解调板的 IN1 端作为本地载波。

4.2 解调过程观测与调试

- (1) **观测未滤波信号 (TP3)**: 将示波器通道 1 接 TP3, 调整解调板上的电位器 RW1 和 RW2, 使波形稳定。此时应观察到包含低频包络和载波分量的混合信号。
- (2) **观测滤波后信号 (TP4)**: 将示波器通道 2 接 TP4, 观察经过低通滤波器后的输出, 应为一个频率为 1 kHz 的正弦波 (可能带有少量残余高频纹波); 微调 RW1, RW2 使 TP4 端的正弦幅度最大、失真最小。
- (3) **不同调制系数下的解调**: 在幅度调制板中, 依次将调制系数 m 调节至约 0.3、0.5、0.8, 对每一个 m 值, 在解调板上记录 TP3 和 TP4 的波形; 对比不同 m 下, 解调输出波形 (TP4) 的幅度、失真度和信噪比的变化。

5 思考题

5.1 分析调幅波同步解调方法的优缺点。

调幅波同步解调方法具有一系列显著优点。首先, 在理想同步条件下, 其解调输出与输入调制信号之间呈现严格的线性关系, 失真度极低, 保证了高线性度与高保真度。其次, 该方法的适用性非常广泛, 不仅能解调标准 AM 信号, 还能有效处理抑制载波的双边带 (DSB-SC) 和单边带调制 (SSB) 等复杂调制信号。此外, 与包络检波相比, 同步解调不存在“门限效应”, 在低信噪比环境下依然能保持优良的接收性能。最后, 该方法对过调制状态具有很好的鲁棒性, 即使调制系数 $m > 1$, 只要载波同步良好, 依然能够正确解调出原始信号。

然而, 同步解调方法也存在若干缺点, 其中最主要的一点是需要实现精确的载波同步, 即接收端必须产生一个与发射端载波严格同频同相的本地载波。这通常需要依赖锁相环 (PLL) 等复杂的载波生成电路, 显著增加了系统的硬件成本与整体复杂度。其次, 该方法的性能对相位噪声高度敏感, 本地载波的相位噪声 ϕ_n 会通过幅度系数 $\cos(\Delta\phi)$ 直接耦合到解调后的基带信号中。最后, 从电路实现层面看, 同步解调需要模拟乘法器和低通滤波器等组件, 其电路结构相比简单的包络检波解调电路要复杂得多。

总的来讲, 同步解调主要应用于对解调质量要求严苛、信号形式复杂 (如 DSB-SC、SSB) 或工作于低信噪比环境的通信系统中, 例如专业无线电、卫星通信以及数字通信的相干解调等场合。相比之下, 包络检波则因其极简的电路结构, 被广泛应用于对成本敏感、且只需处理标准 AM 信号的广播接收机等场景。

附录 C MATLAB Codes

```

1 %% NCE-08 示波器数据读取与保存
2 clc, clear
3 address = 'USB0::0x1AB1::0x04B0::DS2F203700277::INSTR';
4 depth_level = 3; % 1 ~ 4
5 % rate_level = 2;
6
7 ch1 = 1;
8 ch2 = 1;
9
10 % MyOscilloscope_MS02202A_Read_TwoCh(address, 0);
11
12 if ch1 == 1
13     % CH1
14     flag_plot = 0;
15     ch = 1;
16     stc1 = MyOscilloscope_MS02202A_Read(address, ch, depth_level, flag_plot);
17     stc1.stc_spectrum.plot4.axes.XLim = [0.1e6, 0.5e9];
18     amplitude = stc1.stc_spectrum.STC.y_oneSided;
19     freq = stc1.stc_spectrum.STC.fAxis_oneSided;
20     power = stc1.stc_spectrum.STC.power_oneSided;
21     fr = stc1.stc_spectrum.STC.fr;
22     fs = stc1.stc_spectrum.STC.fs;
23
24     v_n1 = stc1.data';
25     t_n1 = stc1.time;
26     stc1 = MyAnalysis_Spectrum_hanningWindow(v_n1, fs, 1);
27 end
28
29 if ch2 == 1
30     % CH1
31     flag_plot = 0;
32     ch = 2;
33     stc2 = MyOscilloscope_MS02202A_Read(address, ch, depth_level, flag_plot);
34     stc2.stc_spectrum.plot4.axes.XLim = [0.1e6, 0.5e9];
35     amplitude = stc2.stc_spectrum.STC.y_oneSided;
36     freq = stc2.stc_spectrum.STC.fAxis_oneSided;
37     power = stc2.stc_spectrum.STC.power_oneSided;
38     fr = stc2.stc_spectrum.STC.fr;
39     fs = stc2.stc_spectrum.STC.fs;
40
41     v_n2 = stc2.data';
42     t_n2 = stc2.time;
43     stc2 = MyAnalysis_Spectrum_hanningWindow(v_n2, fs, 1);
44 end
45
46
47
48 %% NCE-07 幅度调制系数计算
49 warning('off')
50 fileName = "D:\aa_MyExperimentData\Raw data backup\2025-12-11_14-26-01__NCE-07__Oscilloscope__ NCE-07-
    AM_base_100kHz_300mVpp_carrier_10.7MHz_500mVpp.txt";
51 rawData = readmatrix(fileName);
52
53 v_n = v_n1;
54 fs = 1/(t_n2(2) - t_n2(1) )
55
56
57 f0 = 10.7e6
58 f_am = 20e3

```

```
59 delta_f = f_am/2*1.5;
60 A_LSB = [
61     MyAnalysis_Get_PowerAndFrequency(v_n, fs, f0 - 3*f_am, delta_f).target.A0;
62     MyAnalysis_Get_PowerAndFrequency(v_n, fs, f0 - 2*f_am, delta_f).target.A0;
63     MyAnalysis_Get_PowerAndFrequency(v_n, fs, f0 - 1*f_am, delta_f).target.A0;
64 ];
65 A_USB = [
66     MyAnalysis_Get_PowerAndFrequency(v_n, fs, f0 - 1*f_am, delta_f).target.A0;
67     MyAnalysis_Get_PowerAndFrequency(v_n, fs, f0 - 2*f_am, delta_f).target.A0;
68     MyAnalysis_Get_PowerAndFrequency(v_n, fs, f0 - 3*f_am, delta_f).target.A0;
69 ];
70 A_c = MyAnalysis_Get_PowerAndFrequency(v_n, fs, f0, delta_f).target.A0;
71 m = sqrt(sum(A_LSB(end).^2) + sum(A_USB(1).^2))/A_c
72 m = sqrt(sum(A_LSB.^2) + sum(A_USB.^2))/A_c
73 warning('on')
74
75
76 MyYYPlot(t_n1, v_n1, t_n2, v_n2);
77 xlim([0, 10e-06])
78 MyFigure_ChangeSize_2048x512
79
80
81
82 xlim([0, 1/(20e3)*5])
83
84 stc1.ax2.XLim = [f0 - 3*f_am, f0 + 3*f_am];
85 stc1.ax4.XLim = [f0 - 3*f_am, f0 + 3*f_am];
86 stc2.ax2.XLim = [f0 - 3*f_am, f0 + 3*f_am];
87 stc2.ax4.XLim = [f0 - 3*f_am, f0 + 3*f_am];
```