

第一章 调频立体声广播原理

第一节 调频广播的发展史

调频方式是 1935 年在美国的实验室证明可以用来作为广播的一种调制方式。

1941 年 5 月，美国首先开始在 43~50MHz 波段进行调频广播（随后频率改变为 88~108MHz），但发展缓慢。在 1958 年开始双声道调频立体声广播，并在 1961 年，美国联邦通信委员会（FCC）决定采用 AM—FM 制（GE—Zenith 制式，即我们现在所说的导频制）为立体声调频广播制式。由于这一制式的确立，调频立体声广播从此在世界各发达国家迅速开展，例如苏联从 1959 年，原西德从 1963 年，日本从 1962 年开始立体声调频广播。

在欧洲，调频广播得到了更加积极和广泛的实施，因为这种方式解决了在比较密集狭小的地区内，中波广播频带不够分配而导致的串台现象严重的问题。而在日本开始采用调频广播的目的是它可以排除邻国中波台的串扰，提高广播音质，并在 70 年代以后得到迅猛的发展。

在我国，上世纪 50 年代末就开始了试验性调频广播，当时主要用于节目传输。对于新中国来说，在相当长的时间内，广播首先要解决幅员辽阔、人口覆盖的问题和对外的宣传问题，因此中波广播和短波广播是更为有效的方式。

进入上世纪 80 年代以后，直至 2000 年以前，随着“四级办广播”的指导方针的确定，极大地调动了各地方办台的积极性，调频广播方式开始为各级电台所采纳。随着电子元器件的发展和通讯技术的进步，到 80 年代后期我国的调频广播迅速的发展起来。中央及省级调频台大部分采用 10kW 功率等级电子管发射机，发射台一般设置在高山上和电视塔上，覆盖着城市稠密的人群；中小城市一般采用自立式铁塔作支撑架设天线，多采用 300W~5kW 电子管发射机；而县乡城镇多采用小调频 10W~100W。

到上世纪 90 年代初，我国的调频发射机研制生产能力已得到长足的进步，陆续推出了

300W、1kW 的全固态调频立体声广播发射机，并能批量生产。此后调频广播主要向立体声、多功能附加信道、全固态方向发展，对设备性能要求越来越高，节目内容也越来越丰富，新闻、教育、文化、科技宣传、娱乐和各种广告等各种信息服务应有尽有，极大的丰富了人们的业余文化生活，听众参与节目十分踊跃，这一时期是调频广播发展的鼎盛时期。

目前国内的广播发射设备制造厂商已能提供从10W~10kW 各种功率等级的全固态调频立体声广播发射机，包括天馈系统在内的整个环节都已实现了国产化。

本书以 1kW 全固态调频立体声广播发射机为参考机型，讲述调频立体声广播发射机的原理、操作与维护。

第二节 调频广播的基础理论

通信广播的各种方式都是要利用电磁波来传送信息，把电磁波作为载体，以不同的方式把信息装载后发射出去，在接收端再以相应的方式把信息取出来。前一过程称之为 **调制** (Modulation)，后一过程则称为**解调** (Demodulation)。作为载体的电磁波用数学表达式可表示如下，在以后叙述中我们称之为载波信号：

$$u_c(t) = U_c \cos 2\pi f_c t \quad \text{式 (1-1)}$$

或 $u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$

式中， $u_c(t)$ ——任意时间 t 的电压；

U_c ——载波信号的最大振幅；

ω_c ——(= $2\pi f_c$) 载波信号的角频率；

f_c ——载波频率①；

t ——时间，以后有时间的量以瞬时值描述。

作为调制信号的音频，以单音为例，用数学表达式表示如下：

$$u_\Omega(t) = U_\Omega \cos \Omega t = U_\Omega \cos 2\pi F t \quad \text{式 (1-2)}$$

①我国标准规定，531~1602kHz 为中波调幅波段，2.2~26MHz 为短波调幅波段，87~108MHz 为调频波段。

式中, $u_{\Omega}(t)$ ——调制音频电压瞬时值;

U_{Ω} ——调制音频电压的最大峰值;

Ω ——调制音频的角频率;

F_{Ω} ——调制音频频率①

到目前为止, 作为模拟广播发射机的主要调制方式有两种, 即调幅 AM (Amplitude Modulation) 和调频 FM (Frequency Modulation)。为便于理解, 以下以调幅和调频作为对比, 分析它们的调制方式不同点。

调幅方式顾名思义就是把调制信号加到载波信号的振幅上, 使得载波信号的振幅大小随着调制信号的大小而变化。用数学表达式可表达为:

$$\begin{aligned} u_{\alpha}(t) &= (U_c + KU_{\Omega} \cos\Omega t) \cos\omega_c t \\ &= \left(U_c + \frac{KU_{\Omega}}{U_c} \cdot U_c \cos\Omega t \right) \cos\omega_c t \\ &= (U_c + m_{\alpha} U_c \cos\Omega t) \cos\omega_c t \\ &= U_c (1 + m_{\alpha} \cos\Omega t) \cos\omega_c t \end{aligned} \quad \text{式(1-3)}$$

式中, $u_{\alpha}(t)$ ——经过幅度调制的载波瞬时电压, 简称已调波信号;

$$m_{\alpha} \left(= \frac{KU_{\Omega}}{U_c} \right) \text{ 称为调制系数, 其中 } K \text{ 为比例系数。}$$

比较式(1-1)和式(1-3)可发现, 式(1-1)中的振幅项 U_c 变成了 $U_c (1 + m_{\alpha} \cos\Omega t)$, 即载波的幅度变成随调制信号而变化的变量, 并且可以调节调制的深度, 完成了调幅的目的。

调频就是对式(1-1)中载波的频率项 f_c (或角频率 ω_c) 进行调制, 使载波的瞬时频率随着音频调制信号的大小而变化, 在最终的结果上, 实际上是总相角 $\omega_c t$ 随调制信号的变化, 而载波的幅度保持不变。

当调制信号为式(1-2)的 $u_{\Omega}(t)$ 时, 按频率调制的定义, 调频波的瞬时频率应该以载波频率为基准, 随着调制信号的大小偏移基准值, 即:

①中波调制频率范围一般为 50Hz~8kHz, 调频调制频率范围为 30Hz~15kHz。

$$\begin{aligned}\omega(t) &= \omega_c + \Delta\omega(t) \\ &= \omega_c + K_f U_{\Omega}(t)\end{aligned}\quad \text{式(1-4)}$$

式中, ω_c ——未受调制时的角频率;

$\Delta\omega(t)$ ——调制后角频率的变化量, 叫做瞬时角频率偏移, 它与调制电压的幅度成正比;

K_f ——比例常数。

$\Delta\omega(t)$ 的最大值叫做最大偏移, 以 $\Delta\omega$ 表示, 即:

$$\Delta\omega = K_f |U_{\Omega}(t)|_{\max} = K_f U_{\Omega}$$

习惯上把最大频移称为频偏。在调频广播发射机中主信号标准频偏为 $\pm 75\text{kHz}$, 而最大频偏为 $\pm 100\text{kHz}$ 。

这是关于调频方式概念上的了解, 以下的数学分析过程则可求得调频波的最终表达式, 并且会得到调频波的相关参数的表征方法。

已知调频波的角频率, 那么, 它的总相角可表示为:

$$\begin{aligned}\phi(t) &= \int_0^t \omega(t) dt = \int_0^t [\omega_c + \Delta\omega(t)] dt \\ &= \omega_c t + \int_0^t \Delta\omega(t) dt \\ &= \omega_c t + \Delta\phi(t)\end{aligned}\quad \text{式(1-5)}$$

式中, $\Delta\phi(t) = \int_0^t \Delta\omega(t) dt = K_f \int_0^t U_{\Omega}(t) dt$ 是调频波的相位变化量, 它和调制电压对时间的积分成正比, 因此调频波的瞬时表达式为:

$$\begin{aligned}u_f(t) &= U_c \cos \phi(t) \\ &= U_c \cos \left(\omega_c t + K_f \int_0^t U_{\Omega}(t) dt \right) \\ &= U_c \cos \left(\omega_c t + \frac{K_f \cdot U_{\Omega}}{\Omega} \sin \Omega t \right) \\ &= U_c \cos \left(\omega_c t + m_f \sin \Omega t \right)\end{aligned}\quad \text{式(1-6)}$$

式中, $m_f = \frac{K_f U_\Omega}{f}$ 称为调频波的调频指数, 它是以弧度为单位的调频波的最大相位

偏移。调频指数和调制信号的振幅成正比, 和调制信号的角频率成反比。

这里需要特别提及的是调频波的频谱, 它不像调幅波所产生的上下两个边带那么简单。由于数学推导过程非常复杂繁琐, 这里我们仅利用已有结论。

从理论分析上已经证明, 调频波的频谱是由载频 ω_c 和无数对边频 ($\omega_c \pm n\Omega$) 组成。其中 n 为任意正整数 ($n=1, 2, 3, \dots$)。也就是说, 调频波的边频有无限多个, 因而频带也为无限宽, 相邻边频之间的间隔等于调制信号频率 Ω 。但实际上调频波能量的绝大部分是集中在载频附近的一些边频中, 跟调频指数 m 的关系是:

在当 $n > (m_f + 1)$ 时, 边频的幅度已降到小于 0.1, 滤除掉大于 $(m_f + 1)$ 的边频分量, 对调频波的失真影响不大, 因此得到以下重要结论, 也是通常计算调频波频谱有效宽度的原则, 即:

$$\begin{aligned} B &= 2(m_f + 1)F_{\max} \\ &= 2(\Delta f_m + F_{\max}) \end{aligned} \quad \text{式(1-7)}$$

式中, F_{\max} 为最高调制频率。

当 $F_{\max} = 15\text{kHz}$, 频偏 Δf_m 为规定的 75kHz 时, 单音调频波的频带宽度通常记为:

$$\begin{aligned} B &= 2(\Delta f_m + F_{\max}) \\ &= 2(75 + 15) = 180\text{kHz} \end{aligned}$$

在要求两相邻电台干扰比较小, 或要求非线性失真很小时, 带宽还应适当的加宽一些。通常取:

$$B = 2\left(1 + m_f + \sqrt{m_f}\right)F_{\max} \quad \text{式(1-8)}$$

由以上公式可以看出调频波的频带宽度主要取决于调制信号的最高频率, 在频偏受限的情况下调频指数也由调制频率确定, 调制频率低时, 调频指数较高, 调制频率高时, 调频指数较低。最低即为 $F_{\max} = 15\text{kHz}$ 时, $m_f = 5$ 。由于调频指数 m_f 随着调制频率的升高而减小, 因此

表现在接收效果上调制音频的高端信噪比比较差，针对调频发射机的这一缺点，专门采用了预加重与去加重技术措施来改善高端信噪比。具体原理如下：

在发射端将音频信号的高端部分提升即称为预加重。提升点选择在音频信号频谱密度下降了 3dB 时所对应的频率值。对于调频广播， f 约为 3.2kHz，这时 $\tau = 50 \mu s$ 。典型的预加重网络和特性及参数值如下：

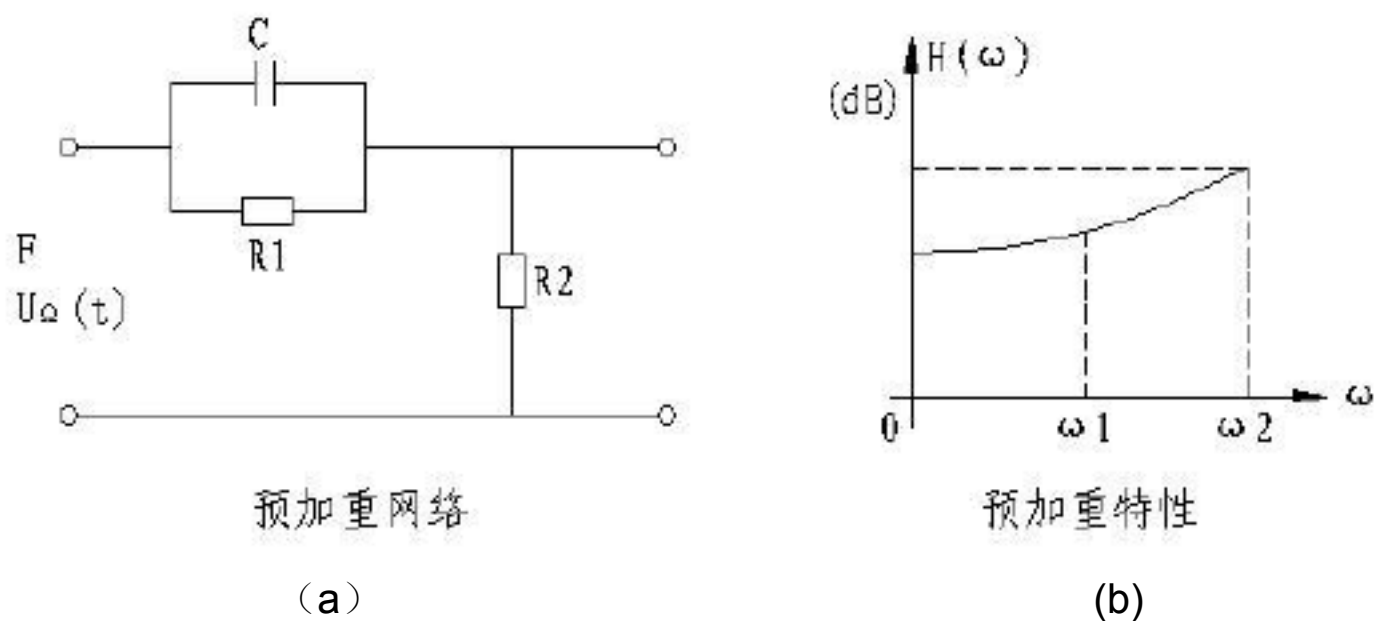


图 1-1 预加重网络与特性

F	400	1K	3K	5K	7K	10K	12K	15K
dB	0	0.41	2.76	5.33	7.59	10.30	11.73	13.60

表 1-1 50 μs 标准预加重提升值

在接收端（收音机）鉴频器之后，设置具有相反特性的去加重网络，仍选取 3.2kHz 为基准点，最后使加重的信号恢复到它原来的相对值上。去加重网络及去加重特性如下：

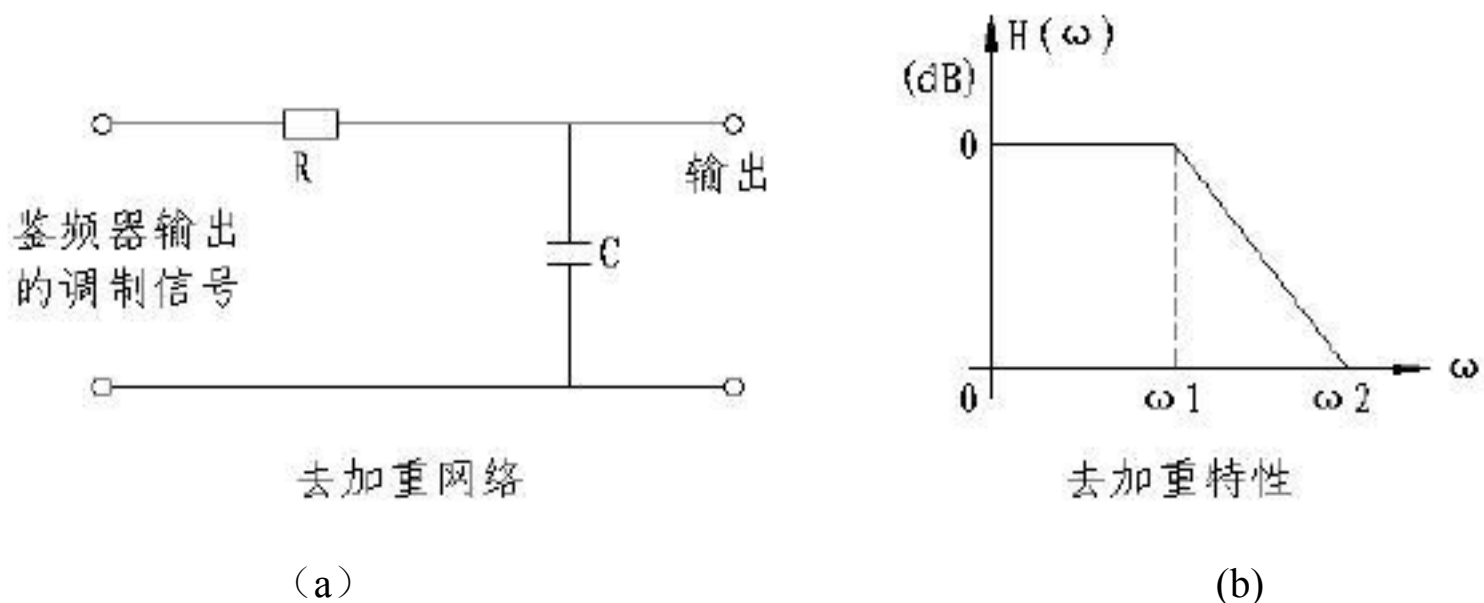


图 1-2 去加重网络与特性

经过预加重—去加重处理后的调频信号，信噪比得到很好改善。例如 $F_m=15\text{kHz}$ ， $\tau=50\mu\text{s}$ 时，噪小减小到十分之一。

调频广播与中波调幅广播相比，调频广播具有以下特点和优势，因此得到了迅速发展。

1、没有信号串扰现象

中、短波段电波可以被电离层反射，因而可以传到很远的地方，其传播距离还受地面环境、天气变化的影响，覆盖范围内信号变化较大，也容易形成相近频率电台间的串扰。调频广播使用超高频波段，只能在视距范围内传播，在视距范围以外信号迅速衰落，因而就不会形成串扰，有利于频谱的高效利用。

2、信噪比好

调频广播不同于调幅的最大区别在于调幅信号是电波的幅度随信号变化，因此只要外界存在如荧光灯、电器设备等产生火花脉冲类信号都极易进入收音机形成干扰，因为它迭加在信号幅度上，因此难以排除。而调频信号是等幅的电波，接收信号可以通过限幅放大来恢复，并且因为调制度大，所以信噪比好。另外，在超高频波段，外部能产生的噪声也小，所以可以实现高信噪比的优质广播。

3、动态范围宽

动态范围是指人耳听觉能够感受到的不失真的音量变化范围。中波广播因为调制度受到

限制，加之为提高信号响度，一般都采用措施提高平均调制度，因此信号动态范围小，适合于声音广播。而调频广播由于本身信噪比高，实际动态范围可达60dB 以上，可以较好的表现一般音乐信号，适合于各类节目播出。

4、能进行高保真度广播

仅仅是信噪比好、动态范围宽还不够，要进行高保真度广播，还必须能够实现音频信号足够的带宽，这一点调频广播也完全能够满足，一般情况下，人耳所能闻听的最高音频为15kHz，如前所述，在规定的75kHz 频偏时，调制带宽可满足15kHz 调制。而中波调幅广播，按规定每个电台占用的频带宽度应当是9kHz，但通常大都占有14kHz 左右，即调制频率最高可限制到7kHz，很明显保真度不高。

5、可以进行立体声广播

因为调频广播具有以上高信噪比、宽动态范围和能够进行高保真度广播的优越特性，所以可以由一部发射机进行高质量的双声道立体声广播。

第三节 调频立体声广播的原理

从调频的方式来讲，单声与立体声都是一样的。调频立体声广播关键要解决的问题是如何把左（L）、右（R）两个声道分别录制的声频信号送入调制器，而且同时要考虑好接收端如何恢复解调出左、右两路信号，因为立体声重放系统要求左、右路信号独立。

这里有一个前提条件，即经过立体声调制的信号，首先要兼容普通单声道收音机的收听，并且调制度、信噪比等技术指标降幅不能太大。

经过数十年的努力与实践，目前双声道立体声调频广播的制式趋向统一，即绝大多数国家都采用了调频—调幅（即称为导频制的GE—Zenith）制式。

这种制式把左、右声道信号之和（L+R）作为声频段的和信号，简称为M，作为单声道接收的信号，频带范围为30Hz~15kHz。把左、右声道信号之差（L-R）作为声频段的

差信号，简称S，并采用拟制载波的调幅方式调制在副载波上，副载波频率规定为38kHz，因此形成频段 $38 \pm 15\text{kHz}$ ，即 $23\text{kHz} \sim 53\text{kHz}$ 的调幅差信号。经这样处理后的信号两项加起来用数学式表达为：

$$u_{\alpha}(t) = (L+R) + (L-R)\sin \omega_s t = M + S \sin \omega_s t$$

式中 ω_s 即为副载波的角频率，另外为了在接收端解调出差信号 (L-R)，则需要准确的恢复副载波信号 ω_s ，所以必须在发射时加上副载波的信息。导频制立体声广播规定要加入的导频信号是副载频的半频，副载波规定使用38kHz，导频则是 19kHz。至此，完整的立体声调制信号称为立体声复合信号可表示为：

$$u_{\alpha}(t) = (L+R) + (L-R)\sin \omega_s t + P \sin \frac{\omega_s t}{2} \quad \text{式(1-9)}$$

式中， L ——左声道信号；

R ——右声道信号；

ω_s ——副载波的角频率 ($f_s = 38\text{kHz}$)；

P ——导频信号电压的振幅值 (最大频偏10%，即 7.5kHz)。

从式中可知，这种立体声复合信号包括三部分。第一部分即式中第一项是L与R之和M信号，它与单声道广播所含有的信息完全相同，其最大频偏为单声道广播时最大频偏的90%；第二部分即式中第二项是L与R之差S信号，调幅在频率38kHz的副载波上，并将副载波拟制后留下的两个边带波，同样它的最大频偏也为单声道广播时最大频偏的90%；第三部分即式中第三项是为了在接收机中恢复38kHz副载波，从而准确恢复差信号S而加入的频率为19kHz且幅度适量的导频信号，实际使用中导频占用总频偏的8~10%，约7.5kHz频偏。用以上三部分信号对主载波信号调频，总频偏仍为75kHz，其中导频信号固定占用7.5kHz，主、副信号合用90%，这样便形成了导频制立体声调频广播信号。这种导频制立体声复合信号的频谱如图：

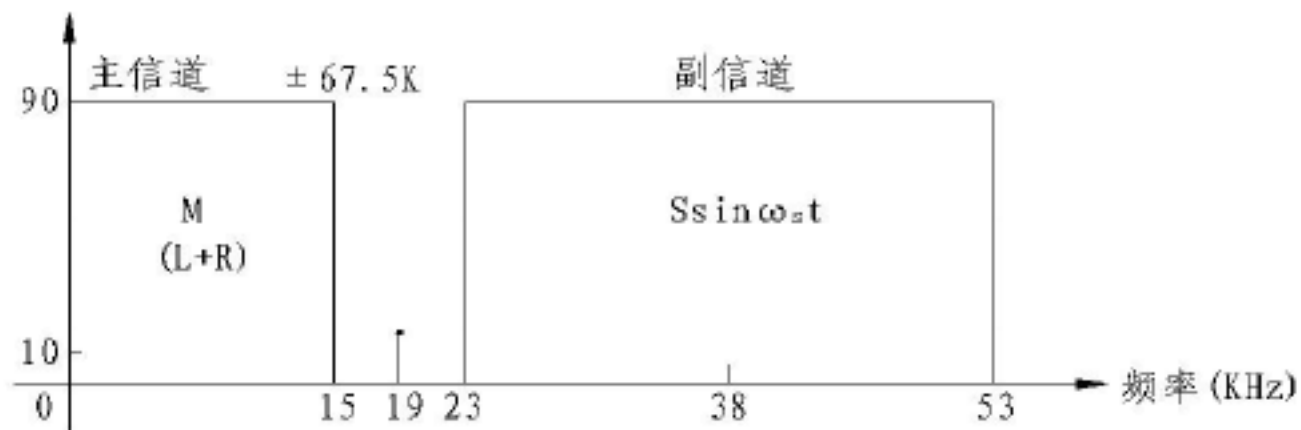


图 1-3 导频制立体声信号频谱图

从频率上由低到高排列依次是：第一段 30Hz~15kHz 和信号 M，这也是调频广播单声的整个频带，当接收机为普通的单声道收音机时，只解调这一段，此段以上部分只需简单的低通滤波器滤除即可；第二段是单一频率导频 19kHz，在接收端，解调出的导频经倍频后变成 38kHz，作为解调差信号的副载波；第三段是差信号 S 经过调幅后形成的副信号，由于调幅的副载波是 38kHz，最高调制音频是 15kHz，因此调幅产生的边带最低频率为 $38 - 15 = 23\text{kHz}$ ，而最高频率为 $38 + 15 = 53\text{kHz}$ ，而 38kHz 的上下间隔就是调制音频的最低音频即 $2 \times 30\text{Hz}$ ，因此在接收端副载波是难以在副信号中滤出来的，所以在调制时拟制了副载波而加入了恢复此副载波的导频信号。

由此可见，立体声广播关键是解决好调制前的信号处理，现在习惯称这一过程为立体声编码，实现这一过程的设备就称为立体声编码器（Stereo Coder）。

随着调频广播业务的拓展，利用调频广播频带宽的优势在调频立体声广播的基础上还增加了立体声加附加信道广播（即 SCA）、调频双节目广播等多种附加业务广播（如 RDS），这些广播方式的增加只需改变在调频激励器之前调制信号的处理方法上，如最基本的立体声编码器+SCA 编码器，或双节目编码器等，而发射机的其他组成部分不需改变。

第四节 调频立体声广播发射机系统组成

一般来说，调频立体声广播发射机在整个发射系统中是相对集中完整的一个主体。它包括有调频激励器、功率放大器、控制系统及供电系统等组成。如下图所示。

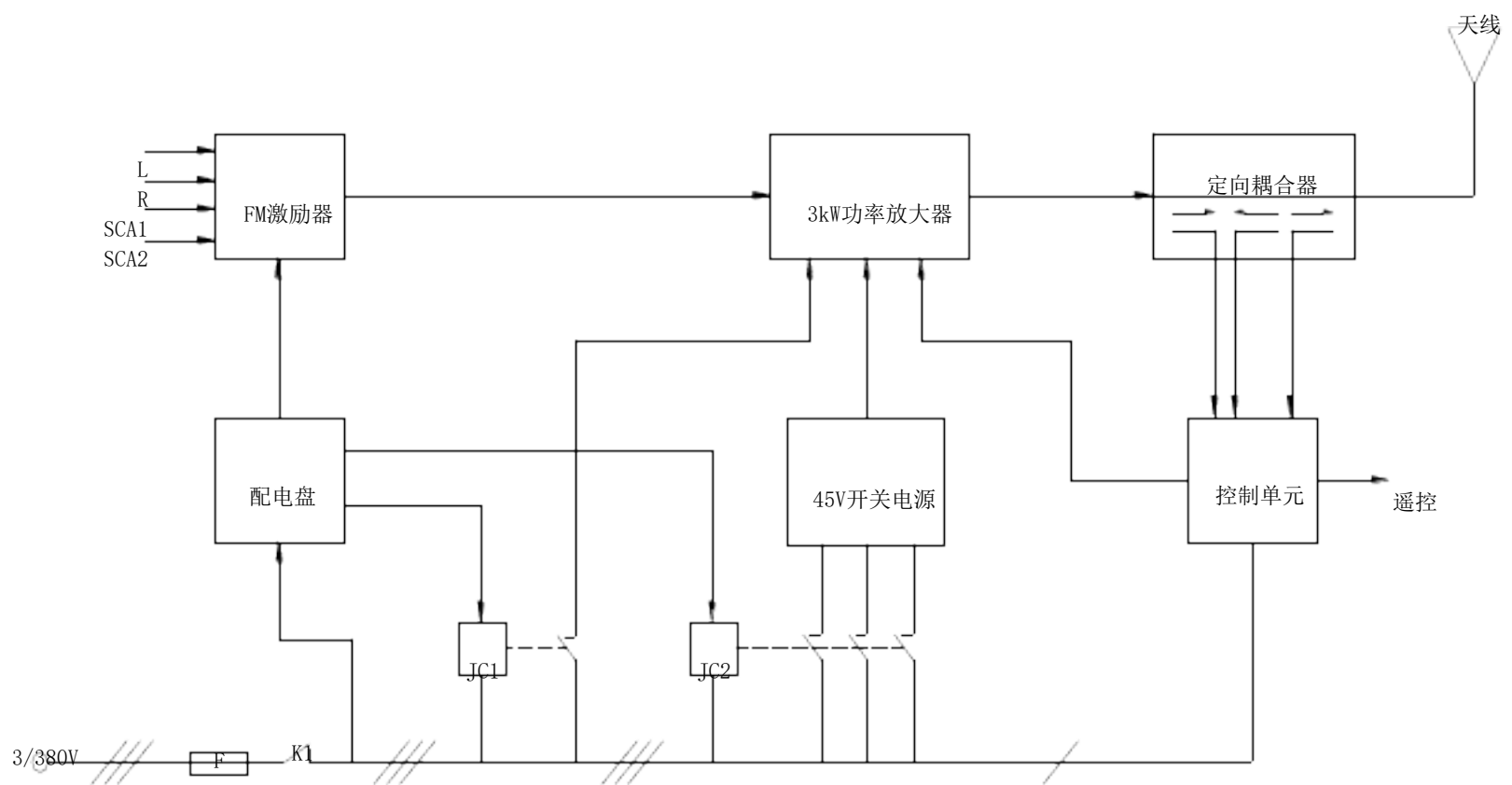


图 1-4 调频立体声广播发射机原理图

发射机除电源输入外，最重要的就是音频调制信号的输入及载频已调波的输出，只有高质量的节目信号，才能使高质量的播出得到基本保证。这里可能涉及到信号的传送、音频处理器的处理等问题，发射机的输出经过馈线送到天线发射时，当有多部发射机共塔或主备机交换问题时，还需经过同轴开关切换或多工器组合送到天线，这中间的每一处连接都要求有严格的技术保证。

目前传统的调频立体声广播发射机主要采用变容二极管直接调频技术和锁相环稳频电路来实现调频调制的，最新的数字式调频激励器采用了数字信号处理技术，通过 FPGA、DSP 器件，在数字域实现调频—频率综合器。

本节重点介绍发射机中调频激励器和立体声编码器的工作原理，最后简单说明对发射机以外配套系统的要求。

一、 调频调制器

实现调频的方法可分为两类，一类是直接调频，另一类是间接调频。直接调频是用调制信号电压直接去控制自激振荡器的振荡频率（实质上是改变振荡器的定频元件），变容二极管调频便属于此类。间接调频则是利用频率和相位之间的关系，将调制信号进行适当处理（如积分）后，再对高频振荡进行调相，以达到调频的目的。两种调频法各有优缺点，直接调频的稳定性较差，但得到的频偏大，线路简单，故应用较广。间接调频器的优点是载波频率比较稳定，但电路较复杂，频移小，且寄生调幅较大，通常需多次倍频使频移增加。对调频器的基本要求是调频频移大，调频特性好，寄生调幅小。调频器广泛用于调频广播、电视伴音、微波通信、锁相电路和扫频仪等电子设备。

目前模拟的调频广播发射机都采用变容二极管直接调频技术，即在工作于发射载频的 LC 振荡回路上直接调频，采用晶体振荡器和锁相环路来稳定中心频率。较之中频调制和倍频方法，这种方法的电路简单、性能良好、副波少、维修方便，是一种较先进的频率调制方案。

1.

用调制信号直接控制振荡器的瞬时频率变化的方法称为直接调频法。如果受控振荡器是产生正弦波的 LC 振荡器，则振荡频率主要取决于谐振回路的电感和电容。将受到调制信号控制的可变电抗与谐振回路连接，就可以使振荡频率按调制信号的规律变化，实现直接调频。

可变电抗器件的种类很多，其中应用最广的是变容二极管。作为电压控制的可变电容元件，它有工作频率高、损耗小和使用方便等优点。具有铁氧体磁芯的电感线圈，可以作为电流控制的可变电感元件。此外，由场效应管或其它有源器件组成的电抗管电路，可以等效为可控电容或可控电感。

直接调频法原理简单，频偏较大，但中心频率不易稳定。在正弦振荡器中，若使可控电抗器连接于晶体振荡器中，可以提高频率稳定度。

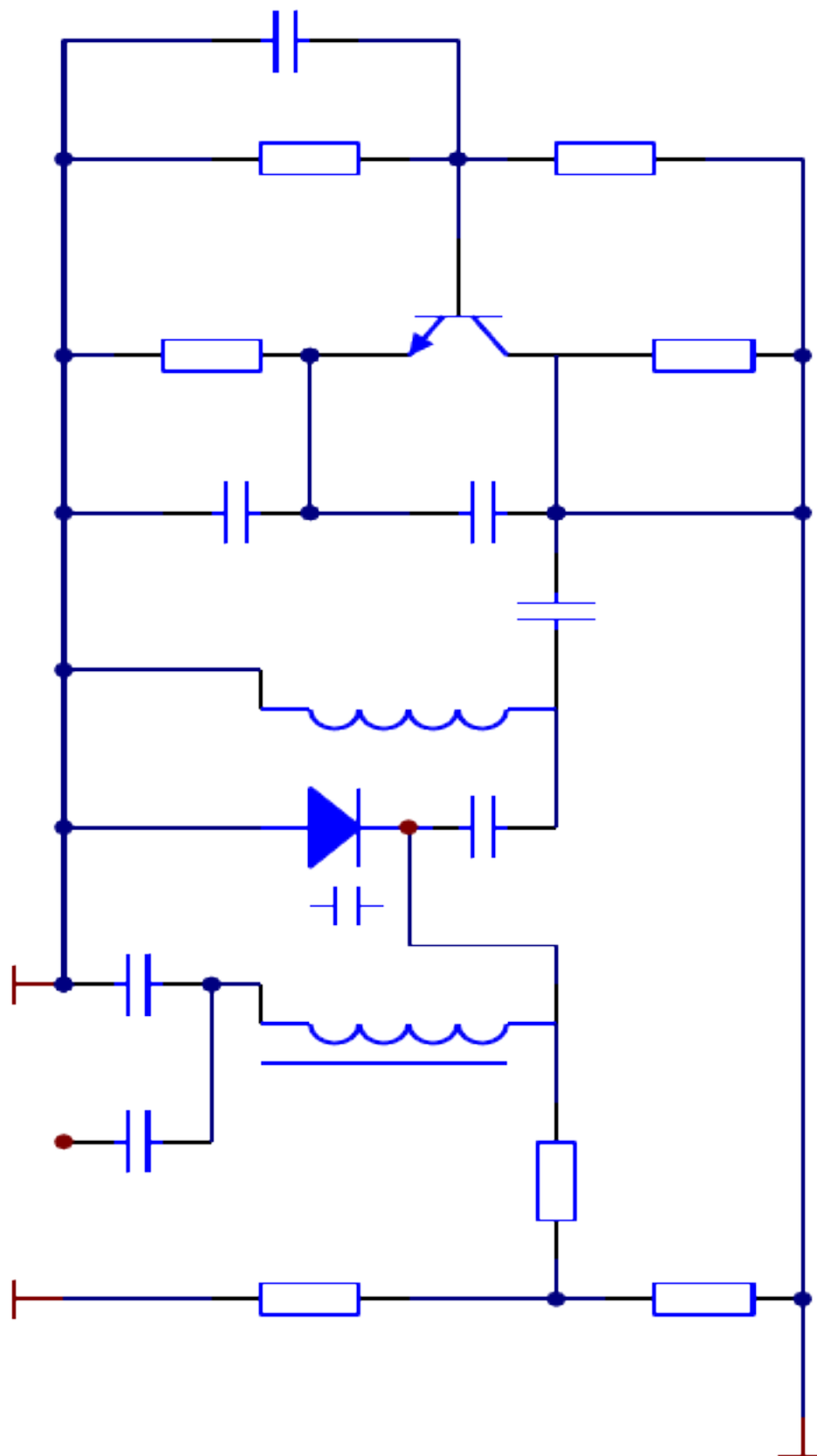


图 1-5 变容二极管调频原理图

变容二极管调频电路是由主振电路和调频电路构成，T 为振荡管，C1、C2、C3、L1 为主振回路，D 为变容二极管，C_c 为耦合电容隔离直流，C5 为高频滤波电容，C4 为耦合电容，C_b 为旁路电容。R1、R2 为变容二极管提供一个静态反偏电压，R3 为隔离电阻，R_{b1}、R_{b2}、

R_e 、 R_c 给三极管提供一个合适静态工作点。

设调制信号为 $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$, 加在二极管上的反向直流偏压为 V_Q , V_Q 的取值应保证在未加调制信号时振荡器的振荡频率等于要求的载波频率, 同时还应保证在调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 的变化范围内保持变容二极管在反向电压下工作。加在变容二极管上的控制电压为:

$$u_r(t) = V_Q + U_{\Omega m} \cos \Omega t$$

根据上式可得, 相应的变容二极管结电容变化规律为

(1) 压 $u_{\Omega}(t) = 0$ 时, 即为载波状态。此时 $u_r(t) = V_Q$, 对应的变容二极管结电容为 C_{jQ}

$$C_{j0} = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_Q}{U_D}\right)^{\gamma}}$$

(2) 压 $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$ 时, 对应的变容二极管的结电容与载波状态时变容二极管的结电容的关系是:

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left[1 + \frac{V_Q + U_{\Omega m} \cos \Omega t}{U_D}\right]^{\gamma}}$$

令 $m = u_{\Omega} / (U_D + V_Q)$ 为电容调制度, 则可得

$$C_j = \frac{C_{j0}}{(1 + m \cos \Omega t)^{\gamma}}$$

上式表示的是变容二极管的结电容与调制电压的关系。而变容二极管调频器的瞬时频率与调制电压的关系由振荡回路决定。无调制时, 谐振回路的总电容为:

$$C_{\Sigma} = C_1 + \frac{C_c C_Q}{C_c + C_Q};$$

C_Q 为静态工作点所对应的变容二极管节电容。

当有调制时, 谐振回路的总电容为:

$$C_{\Sigma} = C_1 + \frac{C_c C_j}{C_c + C_j};$$

回路的总电容的变化量为： $\Delta C = C_{\Sigma} - C_{Q\Sigma}$ ；频偏 Δf 与 ΔC 的关系： $\Delta f = 1/2 \pi f_0 * \Delta C / C_{Q\Sigma}$ 。

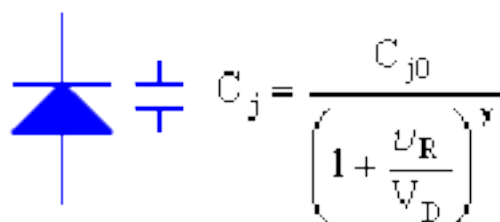
由变容二极管部分接入振荡器振荡回路的等效电路。调频特性取决于回路的总电容 C_{Σ} 而 C_{Σ} 可以看成是一个等效的变容二极管， C_{Σ} 随调制电压 $u_{\Omega}(t)$ 的变化规律不仅决定于变容二极管的结电容 C_j 随调制电压 $u_{\Omega}(t)$ 的变化，而且还与 C_1 和 C_2 的大小有关。因为变容二极管部分接入振荡回路，其中心频率稳定度比全部接入振荡回路要高，但其最大频偏要减小。

2.

变容二极管又称“可变电抗二极管”。是一种利用PN结电容（势垒电容）与其反向偏置电压 V_r 的依赖关系及原理制成的二极管。所用材料多为硅或砷化镓单晶，并采用外延工艺技术。反偏电压愈大，则结电容愈小。变容二极管具有与衬底材料电阻率有关的串联电阻。主要参量是：零偏结电容、零偏压优值、反向击穿电压、中心反向偏压、标称电容、电容变化范围（以皮法为单位）以及截止频率等，对于不同用途，应选用不同 C 和 V_r 特性的变容二极管，如有专用于谐振电路调谐的电调变容二极管、适用于参放的参放变容二极管以及用于固体功率源中倍频、移相的功率阶跃变容二极管等。

变容二极管是根据PN结的结电容随反向电压大小而变化的原理设计的一种二极管。它的极间结构、伏安特性与一般检波二极管没有多大差别。不同的是在加反向偏压时，变容二极管呈现较大的结电容。这个结电容的大小能灵敏地随反向偏压而变化。正是利用了变容二极管这一特性，将变容二极管接到振荡器的振荡回路中，作为可控电容元件，则回路的电容量会随调制信号电压而变化，从而改变振荡频率，达到调频的目的。

已知，结电容 C_j 与反向电压 V_R 存在如下关系：



$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_R}{V_D}\right)^{\gamma}}$$

图 1-6 变容二极管符号及电容公式

加到变容管上的反向电压，包括直流偏压 V_Q 和调制信号电压 $V_{\Omega}(t) = V_{\Omega} \cos \Omega t$ ，如图 1-7 所示，即

$$V_R(t) = V_Q + V_{\Omega} \cos \Omega t$$

此外假定调制信号为单音频信号，结电容在 $V_R(t)$ 的控制下随时间发生变化。

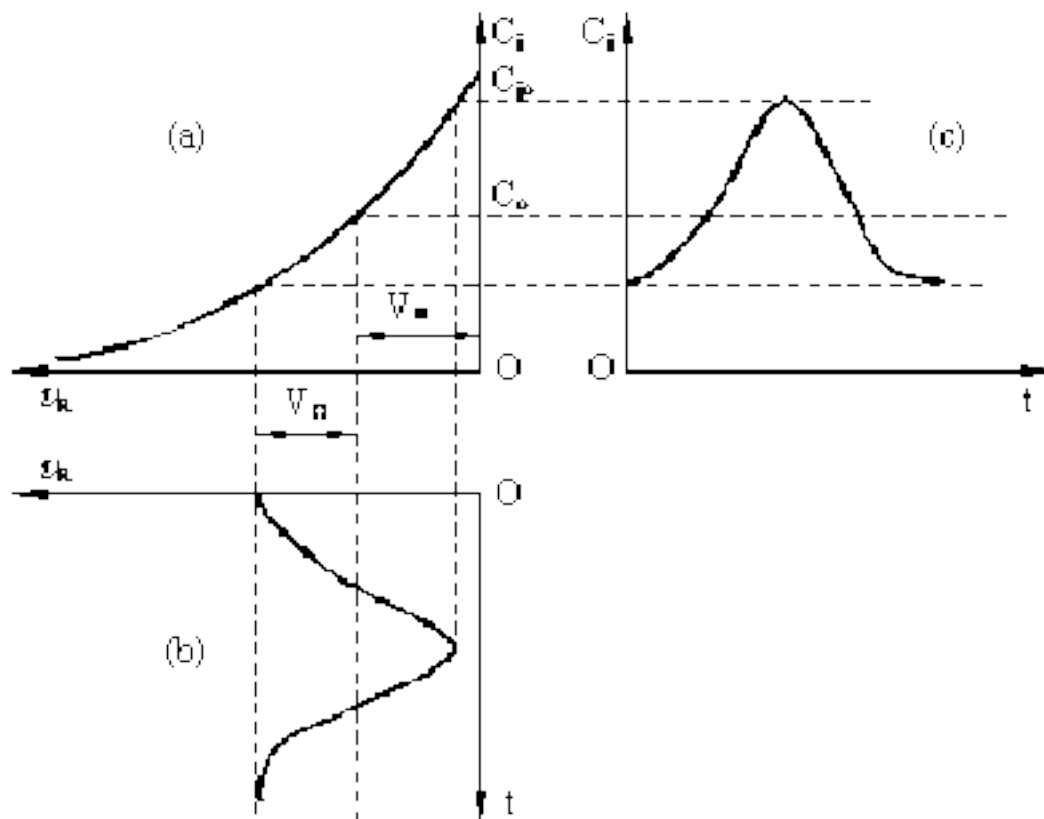


图 1-7 用调制信号控制变容二极管结电容

把受到调制信号控制的变容二极管接入载波振荡器的振荡回路，则振荡频率亦受到调制信号的控制。适当选择变容二极管的特性和工作状态，可以使振荡频率的变化近似地与调制信号成线性关系，这样就实现了调频。

3. 振荡电路工作原理

LC 三点式振荡组成原理图如图 1-8，其振荡频率 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。当 X_1 和 X_2 为容性， X_3 为感性时称为电容反馈振荡器，其中 $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ ；当 X_1 和 X_2 为感性， X_3 为容性时称为电感反馈振荡器，其中 $L = L_1 + L_2$ 。当我们相应变化电容值时就能使频率作出相应的变化，以达到调频的目的。

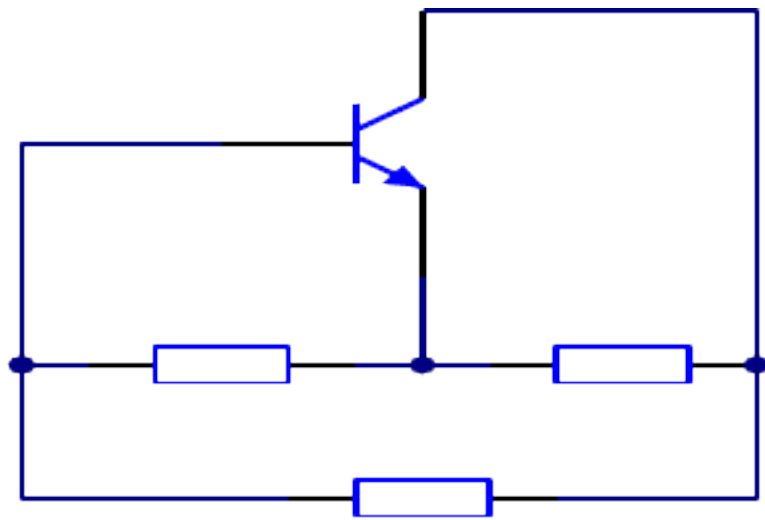


图 1-8 三点式振荡电路组成

3.1 电容三端反馈振荡电路

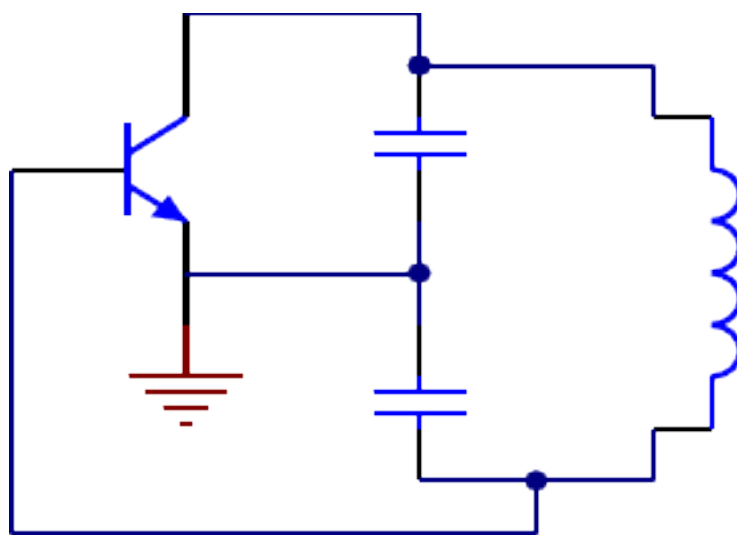


图 1-9 电容三端反馈振荡电路交流电路

对于一个振荡器，当其负载阻抗及反馈系数 F 已经确定的情况，静态工作点的位置对振荡器的起振以及稳定平衡状态（振幅大小，波形好坏）有着直接的影响。要想起振，首先三极管应该工作在静态工作点。电路应选择合适的静态工作点的位置。

电容三端反馈振荡电路利用电容 C_3 和 C_2 作为分压器，该电路满足相位条件，选取合适时

满足振幅起振条件，即： $A \cdot F > 1$ ，该电路就可振荡。可得到振荡频率近似为：

$$f_g = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

式中：C是振荡回路的总电容。

该电路与电感三端反馈振荡电路相比，输出波形较好，波形更接近正弦波。适当地加大电路电容，就可减弱不稳定因素对振荡频率的影响，从而提高电路的稳定度。

这种振荡电路的特点是振荡频率可做得较高，一般可达到 100MHz 以上，由于 C3 对高次谐波阻抗小，使反馈电压中的高次谐波成分较小，因而振荡波形较好。电路的缺点是频率调节不便，这是因为调节电容来改变频率时，（即使 C1、C2 采用双连可变电容）C1 与 C2 也难以按比例变化，从而引起电路工作性能的不稳定。因此，该电路只适宜产生固定频率的振荡。

3.2 电感三端反馈振荡电路

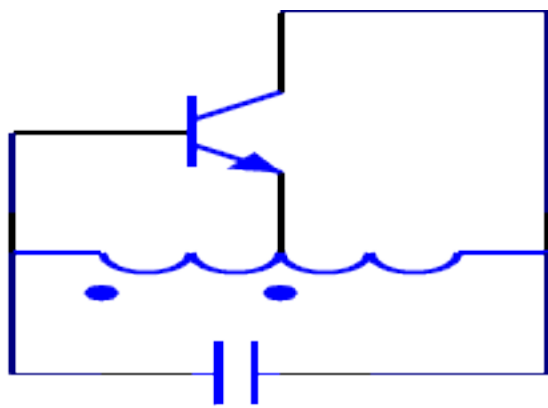


图 1-10 电感三端反馈振荡电路等效交流电路

由于 L1 与L2 之间有互感的存在，所以容易起振。其次改变回路电容来调整频率时，基本上不影响电路的反馈系数。

它的输出振荡波形较差，这是由于反馈电压取自电感的两端，而电感对高次谐波的阻抗较大，不能将它短路，从而使 Uf 中含有较多的谐波分量，因此，输出波形中也就含有较多的高次谐波。工作频率愈高，分布参数的影响也愈严重，甚至可能使F 减小到满不了起振条件。

电感三端反馈振荡电路利用电感L1和L2作为分压器，该电路满足相位条件，选取合适时

满足振幅起振条件，即： $A \cdot F > 1$ ，该电路就可振荡。可得到振荡频率近似为：

$$f_g = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$