

第 1 章

绪论

1993 年的美国预算调解法案要求将 5GHz 以下,最小为 200MHz 的频谱重新分配给非联邦用户使用,目的之一是促进和鼓励新的基于频谱的技术开发和无线应用。当前,许多用户组织和通信公司正在开发各种先进的调制技术以便更有效地使用频谱。

1998 年国际空间频率协调组织(SFCG)采纳了一种频谱模板,使许多传统的调制方案在 2002 年以后的发射任务中无法使用。此外,SFCG 还推荐了几种能减轻频谱拥挤的先进调制方法。但没有一种技术能解决指定应用中的所有问题。在选择具体的调制方法时,必须权衡多方面的因素,包括通信环境、数据完整性要求、数据延滞要求、用户接入、业务负荷和其他约束条件。虽然这些新的调制技术在理论上已经掌握多年,但只是在近年来数字信号处理和微处理器技术取得进展后才用于实践。

本书集中介绍了用于政府和商业应用的高效频谱调制技术的最新进展。首先从众所周知的基本数字调制技术开始,进而讨论了恒包络调制、准恒包络调制、非恒包络调制技术以及奈奎斯特速率调制等更尖端的技术。本书还讨论了基于最近开发的互相关网格编码正交调制(XTCQM)的一种综合处理技术,对其进行了性能分析,并给出了计算机仿真结果和相关硬件问题,该调制技术汲取了多种最新发展水平的高效频谱调制方案的成果。最后,书中还介绍了空间数据系统咨询委员会(CCSDS)向 SFCG 推荐的各种调制方案之间的比较结果。

第 2 章

恒包络调制

2.1 恒包络的必要性

由于数字通信系统中存在路径损耗和大气衰落,为了在接收端维持足够的接收功率,需要一种当可用输入功率固定且有限时,使得发射机能够产生足够输出功率的设备,例如:为获得最大转换效率,工作在全饱和模式下的行波管放大器(TWTA)和固态功率放大器(SSPA)。但这样就会在发送信号中引入调幅-调幅(AM-AM)和调幅-调相(AM-PM)转换。由此要求那些通过振幅传送信息的调制方法,如正交调幅(QAM),必须具有线性放大的特性,因此它们不适用于上述要求最高发射机功率效率的信道^①。对于运行在饱和或接近饱和非线性方式下的射频(RF)放大器装置,在放大之前,由调制带限引入的非线性会再次引起频谱扩展。由于发射功率谱必须符合诸如联邦通信委员会(FCC)或国际电信联盟(ITU)等管理机构规定的指定模板,所以要求设计的调制方案能使频谱扩展最小化。该约束除了要求波形为恒包络外,还要求限制发送波形的瞬时振幅起伏量。

由于考虑到以上对高发射机功率效率的需要,无疑希望研究出通过某些不借助多电平幅度调制的方法来获得高带宽效率调制技术。于是,本文第一部分将重点讨论恒包络调制技术。由于已有大量的可行方案,限于文章篇幅,我们集中关注那些具有同相正交相位(I - Q)表示式(接收机也是 I - Q 式)的调制技术。

^① 作者正在研究分别在同相(I)和正交(Q)信道上使用非线性高功率放大器可能产生 QAM 类型调制的方法。

2.2 四相相移键控和交错四相相移键控

M 进制相移键控 (M -PSK) 生成的是恒包络信号, 其复数形式的数学模型由下式给出^①:

$$\tilde{s}(t) = \sqrt{2P} e^{j(2\pi f_c t + \theta(t) + \theta_c)} = \tilde{S}(t) e^{j(2\pi f_c t + \theta_c)} \quad (2.2.1)$$

其中, P 为发送功率; f_c 为以 Hz 为单位的载波频率; θ_c 为载波相位; 而 $\theta(t)$ 为数据相位, 在每个符号间隔 T_s 内取等概率值 $\beta_i = (2i-1)\pi/M, i=1, 2, \dots, M$ 。由此, $\theta(t)$ 可建模为随机脉冲流, 表示如下:

$$\theta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \theta_n p(t - nT_s) \quad (2.2.2)$$

其中, θ_n 为第 n 个符号间隔 $nT_s < t \leq (n+1)T_s$ 内的信息相位, 其取值范围为上述的 M 个可能的 β_i 值的集合; $p(t)$ 是持续时间为 T_s (单位为 s) 的单位振幅矩形脉冲。符号时间 T_s 与比特时间 T_b 的关系为 $T_s = T_b \log_2 M$, 因此, 相对于二进制相移键控 (BPSK) (即 $M=2$), 带宽效率的标称增益为 $\log_2 M$ 。此时, 信号星座图是一个单位圆, 各点在该单位圆上均匀分布, 间隔为 $2\pi/M$ (rad)。因此, 在第 n 个符号间隔发送的复信号为

$$\tilde{s}(t) = \sqrt{2P} e^{j(2\pi f_c t + \theta_n + \theta_c)}, \quad nT_s < t \leq (n+1)T_s, \quad n = -\infty, \dots, \infty \quad (2.2.3)$$

需要注意的是, 由于假定为矩形脉冲信号, 则该复基带信号 $\tilde{S}(t) = \sqrt{2P} e^{j\theta_n}$ 在同一时间间隔内为常数, 且包络为 $|\tilde{S}(t)| = \sqrt{2P}$ 。

I - Q 型 M -PSK 的一个特例就是四相相移键控 (QPSK) ($M=4$)。在此, 通常假设相位集 $\{\beta_i\}$ 的取值范围为 $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ 。将这些信息相位投影到正交振幅轴上, 就能以复数 I - Q 形式写出第 n 个符号间隔的 QPSK^②, 即

$$\tilde{s}(t) = \sqrt{P}(a_{In} + ja_{Qn}) e^{j(2\pi f_c t + \theta_c)}, \quad nT_s < t \leq (n+1)T_s \quad (2.2.4)$$

其中信息振幅 a_{In} 和 a_{Qn} 在等概率值 ± 1 范围之内独立取值。同样, 由于假定

① 实际发送的 (实) 信号是 $s(t) = \text{Re}\{\tilde{s}(t)\} = \sqrt{2P} \cos[2\pi f_c t + \theta(t) + \theta_c]$ 。

② 可以认为复载波被一随机复脉冲串调制, 即 $\tilde{a}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (a_{In} + ja_{Qn}) p(t - nT_s)$ 。

为矩形脉冲信号,复基带信号 $\tilde{S}(t)=\sqrt{P}(a_{In}+ja_{Qn})$ 在该同一间隔内保持不变。则对应于(2.2.4)式的实际发送信号具有如下形式:

$$\left. \begin{aligned} s(t) &= \sqrt{P}m_I(t)\cos(2\pi f_c t + \theta_c) - \sqrt{P}m_Q(t)\sin(2\pi f_c t + \theta_c) \\ m_I(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{In}p(t - nT_s) \\ m_Q(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{Qn}p(t - nT_s) \end{aligned} \right\} \quad (2.2.5)$$

由(2.2.4)式不难发现,当 a_{In} 和 a_{Qn} 同时改变极性时,符号间会出现大的瞬时振幅波动,相应的相位发生 180° 突变。正如在2.1节中所提到的,希望限制这类波动的程度以减少发送放大器非线性带来的频谱扩展。也就是说,波动越小,再生的旁瓣就越小,反之亦然。如果将 I 调制和 Q 调制偏移(交错) $T_s/2$,就可以确保 a_{In} 和 a_{Qn} 不会在同一时间改变极性。这样,瞬时振幅波动的最大值就被限制到相应于 90° 相位突变(也就是说,在 a_{In} 和 a_{Qn} 两者中只有一个改变极性)对应的波动值。由此得到的调制称为偏移(交错)QPSK(OQPSK),其信号形式为

$$\left. \begin{aligned} s(t) &= \sqrt{P}m_I(t)\cos(2\pi f_c t + \theta_c) - \sqrt{P}m_Q(t)\sin(2\pi f_c t + \theta_c) \\ m_I(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{In}p(t - nT_s) \\ m_Q(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{Qn}p\left[t - \left(n + \frac{1}{2}\right)T_s\right] \end{aligned} \right\} \quad (2.2.6)$$

对于 $M=2^m$ (m 为任意整数)的 M -PSK来说,信息相位可投影到 I 坐标和 Q 坐标上,从原理上讲,这样就能得到 I - Q 发射机的表示式。但需要说明的是,从这些投影得到的 I - Q 振幅对的数量可能超过了 M 。因而,由于每个幅度判决对并不一定对应其中一个发送相位,在接收机端对最终的 I 和 Q 多电平幅度信号的判决并不是独立的。因此,当 $M \geq 8$ 时,不能把 M -PSK看作 I - Q 形式。

把该相位的 I 、 Q 分量的检测结果组合起来,可得到信息相位的检测结果。图2-1(a)是QPSK接收机的方框图,而类似的OQPSK接收机如图2-1(b)所示。输入硬限幅门限器件的判决变量是

$$\left. \begin{aligned} y_{In} &= a_{In} \sqrt{P} T_s + N_{In} \\ y_{Qn} &= a_{Qn} \sqrt{P} T_s + N_{Qn} \end{aligned} \right\} \quad (2.2.7)$$

其中,对于QPSK,有

$$\left. \begin{aligned} N_{In} &= \operatorname{Re} \left\{ \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \tilde{N}(t) dt \right\} \\ N_{Qn} &= \operatorname{Im} \left\{ \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \tilde{N}(t) dt \right\} \end{aligned} \right\} \quad (2.2.8)$$

而对于 OQPSK, 有

$$\left. \begin{aligned} N_{In} &= \operatorname{Re} \left\{ \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \tilde{N}(t) dt \right\} \\ N_{Qn} &= \operatorname{Im} \left\{ \int_{(n+1/2)T_s}^{(n+3/2)T_s} \tilde{N}(t) dt \right\} \end{aligned} \right\} \quad (2.2.9)$$

在上述两种情况下, N_{In} 和 N_{Qn} 均为零均值高斯随机变量(RVs), 其方差为 $\sigma_N^2 = N_0 T_s / 2$ 。由(2.2.7)式可以看出, y_{In} 和 y_{Qn} 也是具有相同方差的高斯随机变量。

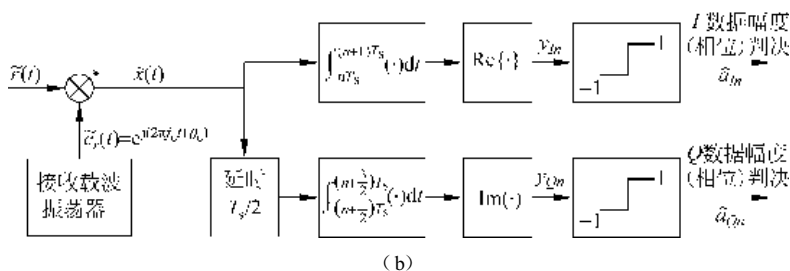
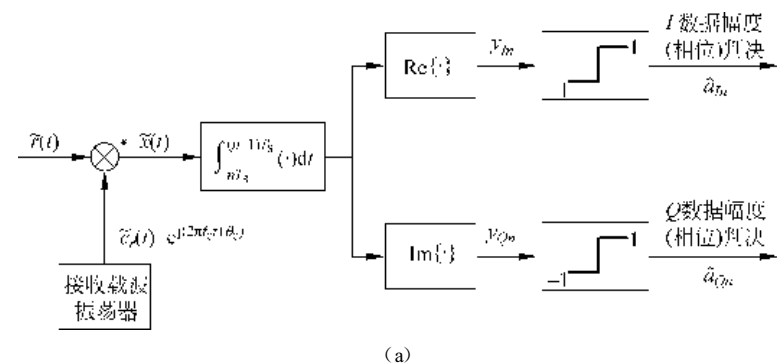


图 2-1

- (a) 加性高斯白噪声信道上, QPSK 理想相干检测的复数型最佳接收机;
 (b) 加性高斯白噪声信道上, OQPSK 理想相干检测的复数型最佳接收机

2.3 差分编码 QPSK 和偏移(交错)QPSK

在传输 M -PSK 调制信号的实际相干通信系统中,接收机必须能够产生本地解调载波参考信号。通常情况下接收机借助抑制载波跟踪环^[1,第2章]来产生本地解调载波参考信号。由于 M -PSK 调制的抑制载波跟踪环会以相同的概率锁定发送载波相位与 M 个信息相位值中的任意一个的和,导致跟踪环具有 M 重相位模糊度。因此,用于解调的载波相位就有可能是这 M 个相同相位值中的任意一个,即 $\theta_c + \beta_i = \theta_c + 2i\pi/M, i=0,1,2,\dots,M-1$ 。只有消除 M 重相位模糊度以后,才能成功地实现相干检测。

消除该相位模糊的方法之一是发射机端采用差分相位编码(通常简称为差分编码),接收机端进行相干检测后,再进行差分相位解码(通常简称为差分解码)。也就是说,待发送的信息相位是作为两相邻被发送相位的差值调制到载波上,而在接收机端取两相邻相位的差即可完成对信息相位的判决^①。用数学语言来描述:如果 $\Delta\theta_n$ 为第 n 个发送间隔的待发送信息相位,那么发射机将首先构成 $\theta_n = \theta_{n-1} + \Delta\theta_n$ 模 2π (差分编码器),然后将 θ_n 调制到载波上^②。在接收机处,相继对 θ_{n-1} 和 θ_n 进行判决,然后两者相减模 2π (差分解码器),得到 $\Delta\theta_n$ 的判决结果。但由于对真实信息相位的判决是从相邻相位判决的差分中获得的,因此系统加入差分解码/编码将会带来性能损失。

对于 QPSK 或 OQPSK,差分编码/解码过程可在 I 信道和 Q 信道上独立进行。差分编码 QPSK(或 OQPSK)的接收机方框图和图 2-1(a)(或图 2-1(b))中所示的相同,只是在硬判决器件之后的 I 和 Q 分支中各增加一个二进制差分解码器(见图 2-2(a)和图 2-2(b))^③。正如我们下面将要看到的,讨论差分编码器 OQPSK 是十分重要的,因为其他形式的调制,例如最小频移键控(MSK),也可表示为脉冲整形及差分编码 OQPSK 的 I - Q 形式。

① 注意,当 $M>2$ 时,这种接收机(即对相继两个符号相位进行最佳相干判决,然后进行差分完成对信息相位的判决)是次佳的^[2]。然而,这种接收机的结构常用于差分编码 M -PSK 的相干检测,可通过用于导出真正最佳接收机的似然函数进行适当的近似来实现,而且在高信噪比(SNR)下,这两者之间的差别非常小。

② 注意在此我们已经改变了信息相位的符号表示,以便于实际发送相位使用相同的符号表示。

③ 由于在二进制相位序列引入 180° 相移等价于二进制数据比特的极性反向,二进制差分编码器的特征可用 $a_n = a_{n-1} b_n$ 来表征,而相应的二进制差分解码器的特征可用 $b_n = a_{n-1} a_n$ 来表征,其中 $\{b_n\}$ 为信息比特,而 $\{a_n\}$ 为每个信道的实际发送比特。

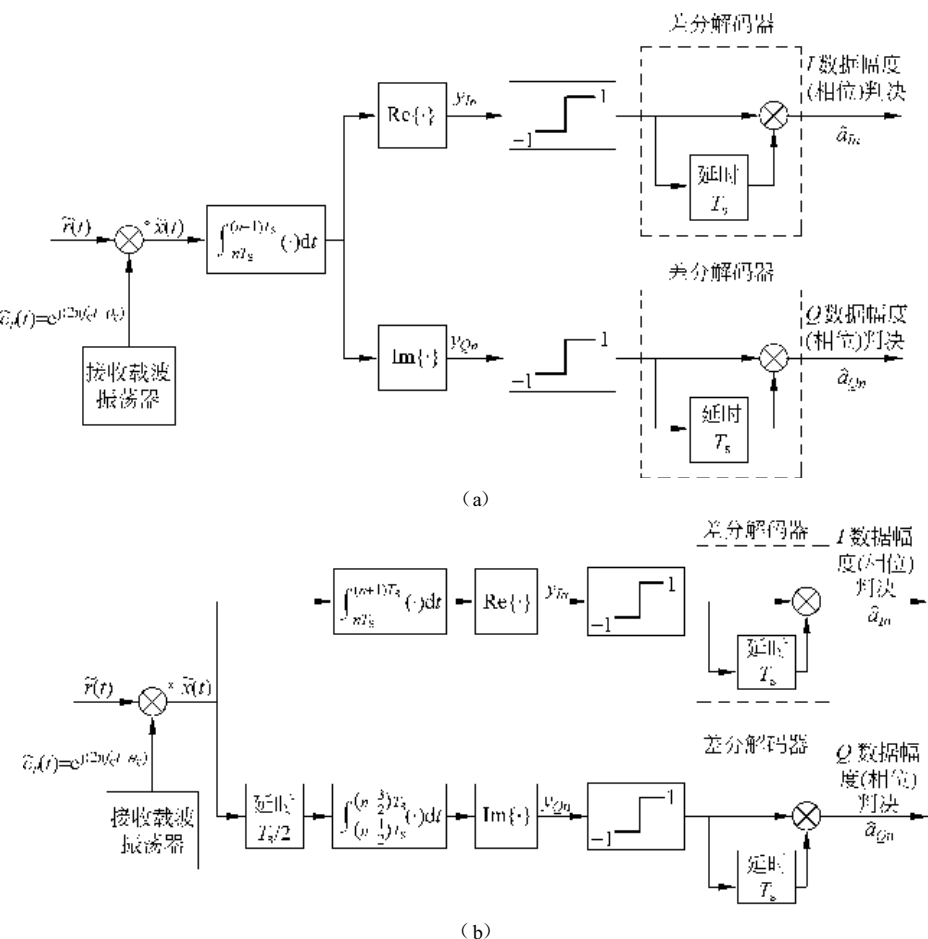


图 2-2

- (a) 加性高斯白噪声信道上, 差分编码 QPSK 理想相干检测的复数型最佳接收机;
 (b) 加性高斯白噪声信道上, 差分编码 OQPSK 理想相干检测的复数型最佳接收机

2.4 $\pi/4$ -QPSK: 差分编码 QPSK 的一种变形, 其瞬时振幅波动介于 QPSK 和 OQPSK 之间

取决于第 n 个发送间隔内的信息相位 $\Delta\theta_n$ 的相位集 $\{\Delta\beta_i\}$, 在同一发送间隔内的实际发送相位 θ_n 既可在同一相位集 $\{\beta_i\} = \{\Delta\beta_i\}$ 中取值, 也可在其他相位集中取值。对于 QPSK 来说, 如果选取集合 $\Delta\beta_i = \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$

来表示信息相位,那么开始时的初始发送相位和随后每个发送间隔的发送相位 $\{\theta_n\}$ 都将从集合 $\{\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4\}$ 中取值。正如前一节所述,这是差分编码 QPSK 的常规形式。现在,如果假设用集合 $\Delta\beta_i = \{\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4\}$ 来表示信息相位 $\{\Delta\theta_n\}$,而且从集合 $\{\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4\}$ 中选择初始相位,下一个间隔的发送相位将在集合 $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 中取值。在随后的间隔中,发送相位在集合 $\{\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4\}$ 中取值;再接下来的间隔中,发送相位又在集合 $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 中取值。因此,我们可以看到,如果按这样选择信息相位 $\{\Delta\theta_n\}$ 的相位集,发送相位 $\{\theta_n\}$ 将交替在集合 $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 和集合 $\{\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4\}$ 中取值。这样的调制方案,称作 $\pi/4$ -QPSK^[3]。它相对于常规的差分编码 QPSK 具有优势,因为两次发送间相位的最大改变为 135° ,这介于 OQPSK 的 90° 最大变化值和 QPSK 的 180° 最大变化值之间。

综上所述,在采用理想相干检测的线性加性高斯白噪声(AWGN)信道上,所有的三种差分编码 QPSK,即常规(非偏移)、偏移和 $\pi/4$ 的性能相同。当载波解调相位参考信号不理想(相应于非理想相干检测)时,在线性加性高斯白噪声信道上,这三种调制将会出现差异。

2.5 功率谱密度

QPSK、OQPSK 及其各种差分编码形式的功率谱密度(PSD)都是相同的,并可用下式表示:

$$S(f) = PT_s \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2 \quad (2.5.1)$$

可以看出,功率谱密度的渐近滚降速率随 f^{-2} 而变,其第一个零点(主瓣宽度)出现在 $f = 1/T_s = 1/(2T_b)$ 处。此外,QPSK 的带宽效率正好是 BPSK 的 2 倍。

2.6 理想接收机性能

根据(2.2.7)式的判决变量,QPSK 或 OQPSK 接收机用下式完成 I、Q 的数据判决:

$$\left. \begin{aligned} \hat{a}_{In} &= \text{sgn} y_{In} \\ \hat{a}_{Qn} &= \text{sgn} y_{Qn} \end{aligned} \right\} \quad (2.6.1)$$

由此得出平均误比特率(BEP)如下:

$$P_b(E) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right), \quad E_b = PT_b \quad (2.6.2)$$

这与 BPSK 的误比特率相同。因此,我们可以得出结论,理想的 BPSK、QPSK 和 OQPSK 的误比特率性能是相同的,但后两者仅占用前者一半的带宽。

2.7 非理想发射机的性能

2.7.1 调制器不平衡和放大器非线性

诸多学者对调制器相位和振幅不平衡以及放大器非线性给接收机性能带来的有害影响进行了研究^[3~10]。至于调制器的不平衡和性能恶化主要源于不平衡性对载波跟踪环的稳态锁定点发生的影响,它会直接影响平均误比特率性能的准确测定。在此,我们对 QPSK 和 OQPSK 的这类情况进行了总结:一开始考虑调制器不平衡单独起作用的情况,然后再一起考虑放大器非线性问题。下面首先介绍产生这些信号的调制器的不平衡性模型。

2.7.1.1 调制器不平衡模型

QPSK 可以用两个平衡调制器来构成,在 I 信道和 Q 信道上各用一个,如图 2-3 所示。每一个调制器都由两个 AM 调制器组成,这两个 AM 调制器的输入分别为输入的不归零(NRZ)数据流及其反相流(位极性倒置)。这两个 AM 调制器的输出之差作为每条信道上 BPSK 的发送信号。当存在 AM 调制器引入的振幅和相位不平衡时, I 信道和 Q 信道信号的数学描述为^①

$$\begin{aligned} s_I(t) = & \frac{\sqrt{P}}{2} m_I(t) [\cos(2\pi f_c t + \theta_{cl}) + \Gamma_I \cos(2\pi f_c t + \theta_{cl} + \Delta\theta_{cl})] \\ & + \frac{\sqrt{P}}{2} [\cos(2\pi f_c t + \theta_{cl}) - \Gamma_I \cos(2\pi f_c t + \theta_{cl} + \Delta\theta_{cl})] \quad (2.7.1a) \end{aligned}$$

① 为了和文献[8]的用法一致,我们把发送信号定义为 I 和 Q 信号的和,也就是: $s(t) = s_I(t) + s_Q(t)$,而不是像在(2.2.5)式中更常用的定义为两者之差的形式。这种符号上微小的变化不影响后面的结论。

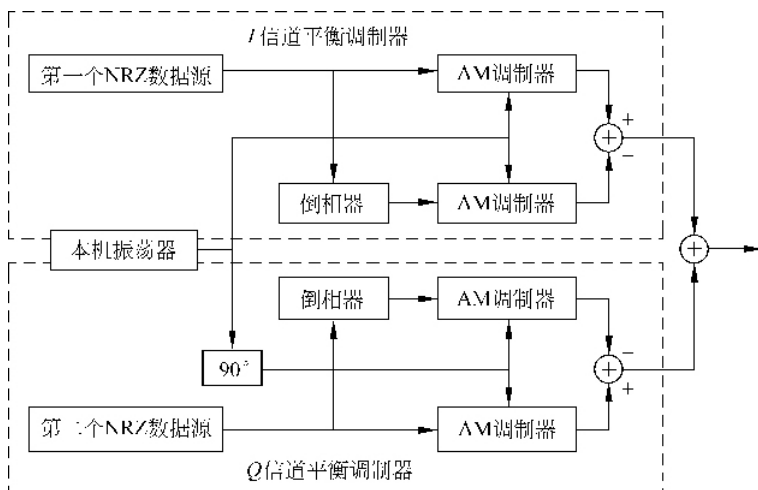


图 2-3 平衡 QPSK 调制器实施方案

$$\begin{aligned}
 s_Q(t) &= \frac{\sqrt{P}}{2} m_Q(t) [\sin(2\pi f_c t + \theta_{cQ}) + \Gamma_Q \sin(2\pi f_c t + \theta_{cQ} + \Delta\theta_{cQ})] \\
 &\quad + \frac{\sqrt{P}}{2} [\sin(2\pi f_c t + \theta_{cQ}) - \Gamma_Q \sin(2\pi f_c t + \theta_{cQ} + \Delta\theta_{cQ})] \\
 s(t) &= s_I(t) + s_Q(t)
 \end{aligned} \quad (2.7.1b)$$

其中, θ_{cI} 、 θ_{cQ} 是 I、Q 平衡调制器的本机振荡器载波相位; Γ_I 、 Γ_Q (假设两者均小于 1) 是这两个调制器相对振幅的不平衡量; $\Delta\theta_{cI}$ 、 $\Delta\theta_{cQ}$ 分别是 I 和 Q 平衡调制器中两 AM 调制器之间的相位不平衡量。需要注意的是, 由于我们用不同的符号表示 I 和 Q 本机振荡器相位, 即 θ_{cI} 和 θ_{cQ} , 故也允许 I 和 Q 信道之间的相移不是正好等于 90° 。另外, 该模型还包括了信道间相位不平衡的可能性, 令 $\Delta\theta_c = \Delta\theta_{cI} - \Delta\theta_{cQ}$ 。由于我们只对差值 $\Delta\theta_c$ 感兴趣, 不失一般性, 假设 $\theta_{cQ} = 0$, 则 $\Delta\theta_c = \Delta\theta_{cI}$ 。最后应注意, 如果 $\Gamma_I = \Gamma_Q = 1$ 、 $\Delta\theta_{cI} = \Delta\theta_{cQ} = 0$ 且 $\theta_{cI} = \theta_{cQ} = \theta_c$, 那么可获得特性如 (2.2.5) 式所示的平衡 QPSK。

如参考文献[8]所证明的, 经过三角运算后, (2.7.1a) 式和 (2.7.1b) 式的发送信号可以用下式表示:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \sqrt{P} \{ [\alpha_I + \beta_I m_I(t) - \gamma_Q (1 - m_Q(t))] \cos 2\pi f_c t \\
 &\quad + [\alpha_Q + \beta_Q m_Q(t) + \delta_I - \gamma_I m_I(t)] \sin 2\pi f_c t \} \quad (2.7.2)
 \end{aligned}$$

其中