

## ITU-R SM.328-11 建议书\*

## 发射的频谱和带宽

(ITU-R 222/1 号研究课题)

(1948-1951-1953-1956-1959-1963-1966-1970-1974-1978-1982-1986-1990-1994-1997-1999-2006)

## 范围

本建议书给出了不同发射类型的发射成分值的定义、分析模型和其他考虑，以及从频谱效率的角度考虑这些值的使用。

## 关键词

杂散发射、dB 带宽、发射谱、邻信道、必要频段

国际电联无线电全会，

考虑到

- a) 为了有效地使用无线电频谱，有必要对各种类别的发射制定规则，以规范发射电台发射的频谱；
- b) 为了确定发射的最佳频谱宽度，需要考虑整个发射电路及其工作的技术条件，包括其他电路和共用该频带的其他无线电业务、ITU-R SM.1045 建议书的发射机频率容限以及特有的传播现象；
- c) 《无线电规则》第 1.152 和 1.153 款中定义的“必要带宽”和“占用带宽”的概念，是规定某一发射或一类发射的频谱特性的基础，而且是可能使用的最简单的方式；
- d) 但是，这些定义在考虑涉及频谱的经济性和效率的问题时是不够的；需要尽力建立规则，一方面在各种情况下将发射占用的带宽限制到最有效的值，另一方面，将此频谱之外的发射成分限制到最低程度，以减小对邻道的干扰；
- e) 为了有效地使用无线电频谱，必须知道各个发射类别的必要带宽，在某些情况下，ITU-R SM.1138 建议书中所列的公式只能作为指导，对于特定的发射类别，必要带宽要根据规定的发射标准和质量要求计算得到。
- f) 占用带宽使运营部门、国内和国际组织通过测量确定某发射实际占用的带宽数量，并且通过与必要带宽的比较，来确认该业务没有占用过多的带宽，因此，产生的干扰不会超过对此发射类别规定的限值；
- g) 除了在各种情况下将发射占用的频谱限制到最有效的值以外，ITU-R SM.1541 建议书中制定了限制带外域无用发射的规则，而且在 ITU-R SM.329 建议书中制定了限制杂散域无用发射的规则；

---

\* 无线电通信第 1 研究组根据 ITU-R 第 1 号决议于 2016 和 2019 年对此建议书做出编辑性修正。

- h) 为了根据 ITU-R SM.329 建议书来测量杂散域无用发射，需要对发射的必要带宽进行定义；
- j) ITU-R SM.326 建议书中规定了互调失真产物的测量方法，其限值在 ITU-R SM.329 建议书中规定；
- k) 在一些情况下，使用必要带宽远远大于基带带宽的系统（例如，调制指数高的 FM 系统或使用扩展带宽技术的系统），实际上增加了共用频带的用户数量，由于接收机对干扰敏感程度的降低足以抵消可用信道数量的减少，因此增加了无线电频谱的使用效率，

认识到

《无线电规则》（第 1 条，第 VI 节）中包含了与发射特性相关的下列术语的定义：

“**1.144 带外发射\***：由调制过程产生、刚超出必要带宽的一个或多个频率上的发射，但杂散发射除外。

**1.145 杂散发射\***：在必要带宽之外的一个或多个频率上的发射，其发射电平可以降低而不致影响相应信息的传输。杂散发射包括谐波发射、寄生发射、互调产物及变频产物，但带外发射除外。

**1.146 无用发射\***：包括杂散发射和带外发射。

**1.146A** （发射的）带外域：通常以带外发射为主的紧邻必要带宽的频率范围，但不包括杂散域。以其来源为基础定义的带外发射在带外域发生，在杂散域也有轻微程度的发生。同样，杂散发射可能在带外域发生，也可能在杂散域发生。（WRC-03）

**1.146B** （发射的）杂散域：通常以杂散发射为主的带外域以外的频率范围。（WRC-03）

**1.147 指配频带**：批准给一个电台进行发射的频带；其带宽等于必要带宽加上频率容限绝对值的两倍。如果涉及空间电台，则指配频带包括对于地球表面任何一点上可能发生的最大多普勒频移的两倍。

\* 与第 1.144、1.145 和 1.146 款给出的定义有关的术语应以下列方式用各工作语文表示：

款号	中文	法文	英文	西班牙文
<b>1.144</b>	带外发射	Emission hors bande	Out-of-band emission	Emisión fuera de banda
<b>1.145</b>	杂散发射	Rayonnement non essentiel	Spurious emission	Emisión no esencial
<b>1.146</b>	无用发射	Rayonnements non désirés	Unwanted emissions	Emisiones no deseadas

注 1 — 按照第 115 号决议（2002 年，马拉喀什）该表相应地修改为当前有效的阿拉伯文、中文和俄文。

- 1.148** 指配频率：指配给一个电台的频带的中心频率。
- 1.149** 特征频率：在给定的发射中易于识别和测量的频率。  
例如，载波频率可被指定为特性频率。
- 1.150** 基准频率：相对于指配频率来说具有固定和指定不变位置的频率。此频率对指配频率的偏移与特征频率对发射所占频带中心频率的偏移具有相同的绝对值和符号。
- 1.151** 频率容限：发射所占频带中心频率偏离指配频率，或发射的特征频率偏离基准频率的最大容许偏差。  
频率容限以百万分之几或以赫兹表示。
- 1.152** 必要带宽：对给定的发射类别而言，恰好足以保证在规定条件下以所要求的速率和质量传输信息的频带宽度。
- 1.153** 占用带宽：指这样一种带宽，在它的频率下限之下或频率上限之上所发射的平均功率各等于某一给定发射的总平均功率的规定百分数 $\beta/2$ 。

除非 ITU-R 建议书对相应的发射类别另有规定， $\beta/2$  值应取 0.5%”，

建议

## 1 定义

在处理带宽、信道间隔和干扰问题时，需要使用下列定义：

### 1.1 基带

通过一条线路或无线传输系统传送的一个信号或若干多路复用的信号所占用的频带。

注 1 — 对于无线电通信，基带信号构成了调制发射机的信号。

### 1.2 基带带宽

通过一条线路或无线传输系统传送的一个信号或若干多路复用的信号所占用的频带的宽度。

### 1.3 带宽扩展比

必要带宽与基带带宽之比。

## 1.4 (发射的) 带外频谱

由调制过程所产生的在必要带宽之外的那部分发射的功率密度谱（或在频谱是由离散分量构成的情况下的功率谱），但杂散发射除外。

## 1.5 (发射的) 容许带外频谱

对于给定的发射类别而言，在必要带宽限值之上和之下的频率上所容许的功率密度（或离散分量的功率）值。

注 1 — 容许的功率密度（或功率）可用一限制曲线来规定，它给出了必要带宽以外各频率相对于规定的基准值的分贝数表示的功率密度（或功率）。此限制曲线起点的横坐标应与必要带宽的极限频率相重合。各种不同类别发射的限制曲线的说明在下面的附件 1-6 中给出。

## 1.6 (发射的) 带外功率

在带外频谱的频率上发射的总功率。

## 1.7 容许的带外功率

对于给定的发射类别，在必要带宽限值之上和之下的频率上所容许发射的平均功率值。

注 1 — 对每种发射类别应分别确定其容许的带外功率值，并且应使用在发射的总平均功率中所占的百分比 $\beta$ 来表示，发射的总平均功率是由每种发射类别对应的限制曲线得到的。

## 1.8 $x$ dB 带宽

指这样的频带宽度，在其频率上限和下限之外，任何离散频谱分量或连续频谱功率密度应至少比预定的 0 dB 基准值低  $x$  dB。

$x$  dB 带宽的定义可以根据 0 dB 的确定而改变（见 ITU-R SM.1541 建议书）：

- $x$  dBsd 带宽：当选择参考电平为必要带宽内的最大功率谱密度值的情况下的  $x$  dB 带宽；
- $x$  dBc 带宽：当选择参考电平为发射的未调制载波功率的情况下的  $x$  dB 带宽。当测量时接入不到载波，则参考电平为平均功率；
- $x$  dBpp 带宽：当选择参考电平为峰值功率的最大值的情况下的  $x$  dB 带宽，与占用带宽内的参考带宽一起测量。

注 1 — 根据  $x$  dB 带宽方法给出的结果，在  $x$  dB 和 0 dB 参考电平做出适当的选择后，预计对《无线电规则》第 1 条第 153 款中规定的占用带宽的 99% 都可接受的。

## 1.9 电报信号的建立时间

电报电流从稳定状态的十分之一达到十分之九（或相反）所经历的时间；对于非对称信号，信号在开始和结尾的建立时间是不同的。

## 1.10 电报信号的相对建立时间

§ 1.9 中所规定的建立时间与半幅度脉冲信号持续时间之比。

## 1.11 调制速率

在下文中，调制速率（Bd） $B$  指对应的发射机使用的最高速度。如果发射机工作的速度比最大速率低，应当增加建立时间使占用带宽最小，以符合《无线电规则》第 3.9 款。

## 2 频谱效率最佳的发射机的发射

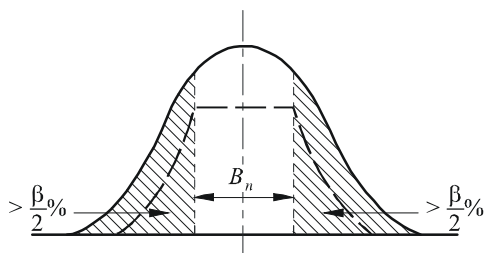
当某个发射的占用带宽与该发射类别的必要带宽一致时，从频谱效率的观点认为该发射是最佳的。

从频谱效率的观点看的最佳带宽在共用情况下，从频谱使用的角度可能不是最佳的。

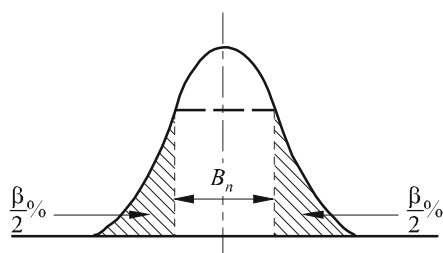
2.1 下面频谱的例子用来说明带外功率、必要带宽和  $x$  dB 带宽的定义。

图 1

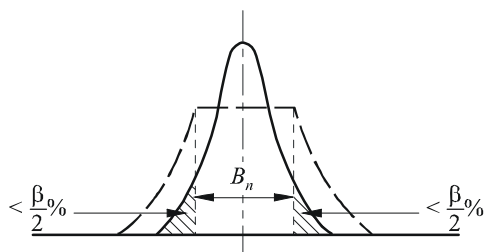
通过比较带外功率和频带上下限分析频谱



发射比“最佳值”宽



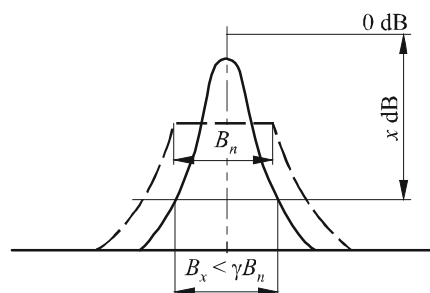
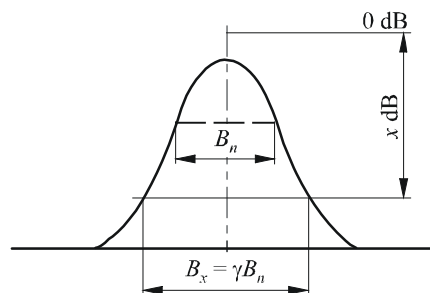
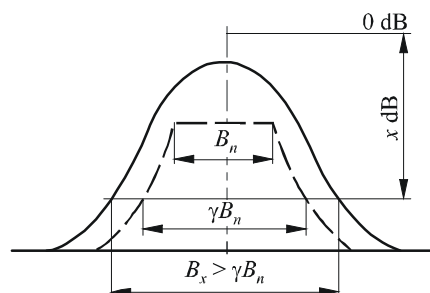
发射与“最佳值”相当



发射比“最佳值”窄

图 2

通过 \$x\$ dB 带宽分析频谱

 $B_n$ : 必要带宽 $B_x$ :  $x$  dB 带宽 $x$ : 测量电平的值 (dB) $\gamma$ : 所要求的  $x$  dB 带宽和必要带宽之间的关系因子, 由  $x$  dB 电平和带外频谱限制曲线的

参数来确定

 $\frac{\beta}{2}$ : 容许的带外功率的一半

0328-01

### 3 带外发射的限值

本建议书可作为计算带外发射限值的指导。定义此限值应考虑调制的非理想性、相位噪声、互调和滤波器实现的实际限制。

## 4 发射频谱的计算

对《无线电规则》附录 1 中确定的发射类型，可以计算其发射分量的值。应使用附件 1 到 6 对下列发射类型进行计算，附件中包括分析模型以及其他考虑因素，可以作为在确定测量占用带宽时所用的值时的使用基础：

- A 类发射（见附件 1）；
- B 类和 R 类发射（见附件 2）；
- F 类发射（见附件 3）；
- G 类发射（见附件 4）；
- J 类发射（见附件 5）；
- 数字调相（见附件 6）。

### 4.1 用于分析计算的带外频谱包络的近似表示

通过功率函数对带外频谱进行近似表示，应使用下列公式：

$$S_1(f) = S(f_m) \left( \frac{f_m}{f} \right)^\gamma \quad (1)$$

$$\gamma = 0.33 N$$

其中  $S(f_m)$  是在给定频率  $f_m$  上的功率， $N$  是带宽扩展八倍频程频谱包络降低的分贝数。

对带外频谱包络的另一种近似表示使用指数函数，应当使用下面的公式：

$$S_2(f) = S(f_m) \exp \left[ -\frac{0.23N_1}{f_m} (f - f_m) \right] \quad (2)$$

其中  $N_1$  代表频带扩展一个八倍频程对用的分贝数。对于最常见的情况， $N = 12$  到  $20$  dB/八倍频程，这对于在准确度大约为  $\pm 15\%$  到  $20\%$ ，即准确度较低的情况下，进行功率比较是足够的，能够保证占用带宽的测量准确度为  $\pm 3\%$  到  $7\%*$ 。

这些方法是将发射的总功率与滤波后剩余的功率相比较，这可以通过两个低通滤波器或两个高通滤波器，或通过一个高通滤波器，或者通过一个高通和一个低通滤波器来实现，对于发射的频谱而言，滤波器的截止频率可以改变。另一种方法是使用频谱分析仪来分析功率谱，从而得到相对的功率成分。

\* 秘书处注：对于不同的  $N$  值，测量占用带宽的误差百分比与功率比较的误差百分比之间的关系见《ITU-R 频谱监测手册》（1995 年，日内瓦）中的图 71。

## 5 减少发射机的无用发射造成的干扰

下面是一些用来减少发射机的无用发射的方法（这些方法详见附件 7）：

- 发射机的结构（见附件 7 的§ 1）；
- 滤波（见附件 7 的§ 2）；
- 调制技术（见附件 7 的§ 3）；
- 线性化（见附件 7 的§ 4）；
  - 预失真（见附件 7 的§ 4.1）；
  - 前馈（见附件 7 的§ 4.2）；
  - 反馈（见附件 7 的§ 4.3）；
  - 调制反馈（见附件 7 的§ 4.4）；
  - 极坐标环路技术（见附件 7 的§ 4.5）；
  - 笛卡儿坐标环路技术（见附件 7 的§ 4.6）。

注 1 — 减少发射的结构和可能的方法是多种多样的，从这个角度讲，不要认为前面的列表是全面的。

## 本建议书的附件

- 附件 1 — 对标识为 A 类的发射的考虑（双边带）
- 附件 2 — 对标识为 B 类和 R 类的发射的考虑（独立边带和单边带）
- 附件 3 — 对标识为 F 类的发射的考虑（频率调制）
- 附件 4 — 对标识为 G 类的发射的考虑（相位调制）
- 附件 5 — 对标识为 J 类的发射的考虑（单边带，抑制载波）
- 附件 6 — 数字相位调制
- 附件 7 — 减少由于发射机无用发射造成的干扰



## 附件 1

## 对标识为 A 类的发射的考虑

(双边带)

## 目 录

	页码
1 有起伏的发射类别 A1A 和 A1B .....	10
1.1 必要带宽 .....	10
1.2 频谱包络的形状 .....	10
1.3 占用带宽 .....	11
1.4 带外频谱 .....	11
1.5 信号的建立时间 .....	11
1.6 相邻信道的干扰 .....	11
2 无起伏的发射类别 A1A 和 A1B .....	11
3 使用滤波器对电报信号整形 .....	11
4 发射类别 A2A 和 A2B .....	12
4.1 必要带宽 .....	12
4.2 带外频谱 .....	12
5 调幅无线电话发射，声音广播发射除外 .....	13
5.1 调制信号的类型和输入信号电平的调整 .....	13
5.2 ITU-T G.227 建议书的摘要 .....	15
5.3 发射类别为 A3E 的双边带电话 .....	15
5.3.1 必要带宽 .....	15
5.3.2 必要带宽之内的功率 .....	15
5.3.3 带外频谱 .....	16
5.3.4 确定带外频谱的 0 dB 基准电平与发射的其他频谱分量之间的关系 .....	17
5.4 单边带、发射类别 R3E、H3E 和 J3E（减幅，全载波和抑制载波）以及 独立边带的发射类别 B8E .....	18
5.4.1 必要带宽 .....	18
5.4.2 必要带宽之内的功率 .....	18

	5.4.3	发射类别 B8E 的带外频谱；四个电话通道同时工作 .....	19
6		用于声音广播的调幅发射 .....	20
	6.1	调制信号的类型和输入信号电平的调整、发射类别 A3EGN、声音广播 .....	20
	6.2	用于调制信号发生器的噪声信号（摘自 ITU-R BS.559 建议书的 § 1.3） .....	20
	6.3	发射类别 A3E，双边带声音广播 .....	22
	6.3.1	必要带宽 .....	22
	6.3.2	必要带宽内的功率 .....	22
	6.3.3	带外频谱 .....	22
	6.3.4	确定带外频谱的 0 dB 基准电平与发射的其他频谱分量之间的关系 .....	23

## 1 有起伏的发射类别 A1A 和 A1B

当接收场强出现短时间的大变化时，下面给出的单路、调幅、连续波电报（A1A 和 A1B 类别）的规范，代表了所需要的性能，这是由带有合适的输入滤波器和在键控级以后有足够线性放大器的发射机得到的。

### 1.1 必要带宽

必要带宽是等于五倍的调制速率（波特）。频带边缘的分量应至少比具有同样调制速率的一串矩形的点和间隔的频谱的相同分量的电平低 3 dB。

此相对电平-3 dB 相当于连续发射的平均功率以下 27 dB 的绝对电平（见 ITU-R SM.326 建议书的表 1）。

### 1.2 频谱包络的形状

如果假定射频信号是一个方波，则频谱包络相对于连续发射的幅度是边带分量阶次的函数，如图 3 所示。在该图中，边带分量的阶次  $n$  由下式给出：

$$n = \frac{2f}{B} \quad (3)$$

其中：

$f$ : 与频谱中心的间隔（Hz）

$B$ : 调制速率（波特）。

### 1.3 占用带宽

若带外功率功率比 $\beta = 0.01$ ，可以使用下面的经验公式来计算占用带宽  $L$  (Hz):

$$L = \left( \frac{1}{0.05 + \alpha} - 1 \right) B \quad (4)$$

其中:

$\alpha$ : 电报信号中最短脉冲的相对建立时间，正如建议 1.10 中规定的。

$B$ : 调制速率 (波特)。

使用此公式得到的结果与精确计算的结果之间的最大偏差在 $\alpha < 0.02$  时是  $2B$ ；在 $\alpha \geq 0.02$  时为  $B$ 。测量的结果也证实这一点。因此公式 (3) 可以用于 A1A 和 A1B 发射占用带宽的间接测量。

### 1.4 带外频谱

如果横坐标采用对数单位来表示频率，纵坐标以分贝为单位来表示功率密度，则表示带外频谱的曲线应在两条直线之下，此直线的起点分别为前面定义点 ( $+5B/2, -27$  dB) 或 ( $-5B/2, -27$  dB)，其斜率为每倍频程 30 dB，终点分别为点 ( $+5B, -57$  dB) 或 ( $-5B, -57$  dB)。在此之后，这条曲线应在  $-57$  dB 之下。

必要带宽频率限值之上和之下的带外功率的容许值各近似为总平均辐射功率的 0.5%。

### 1.5 信号的建立时间

发射信号的建立时间主要决定于发射机输入端的信号波形、信号所通过的滤波器的特性以及发射机本身产生的任何线性和非线性效应 (假定天线对信号波形没有影响)。作为近似，可以假定靠近 § 1.4 中所规定的限制曲线的带外频谱，对应的建立时间大约是电报点符 20% 起始持续时间，即大约  $1/5 B$ 。

### 1.6 相邻信道的干扰

对相邻信道的干扰取决于大量的参数，很难进行严格的计算。由于不需要很精确的计算干扰值，可以使用半经验的公式和图表。

## 2 无起伏的发射类别 A1A 和 A1B

对于调幅、连续波电报，当接收场强的短时间变化不影响传输质量时，必要带宽可以减少到调制速率 (波特) 的三倍。

## 3 使用滤波器对电报信号整形

将电报信号的建立时间增加到接收设备能正确工作的最大值是减小占用带宽的一个正确方法。

此种滤波器的 6 dB 通带与调制速率（波特）一半之比的最小值  $T$ ，很大程度上取决于接收机终端设备的同步要求、发射机和接收机的频率稳定度，在实际业务量的情况下，还取决于传播的条件。这个最小值，在同步和稳定性都特别好的情况下可以为 2，在有明显频率偏移和使用电传设备的情况下，则需要变到 15。

为了充分利用发射机的功率，最好使用过冲最小的滤波器。

对于最小过冲滤波器，信号码元不在 1% 以内的百分比或时间，如表 2 所示，它们是  $T$  的函数。

表 2

平坦部分的长度 信号码元的长度	0% (正弦信号)	50%	90%	100% (矩形信号)
$T$	1.6	3.2	16	$\infty$

由于比值  $T$  是预先确定的，可能需要使用由多个部分构成的滤波器，用以减少频谱外侧的成分。

#### 4 发射类别 A2A 和 A2B

对于载波频率和调制振荡均加以键控的单路电报，调制百分比不超过 100%，调制频率高于调制速率 ( $f > B$ )，下面给出的要求是使用相当简单的输入滤波器和近似线性的发射级就可以达到的必要性能。

##### 4.1 必要带宽

必要带宽等于两倍的调制频率  $f$  加上五倍的调制速率（波特）。

##### 4.2 带外频谱

如果横坐标采用对数单位来表示频率，纵坐标以分贝为单位来表示功率密度，则表示带外频谱的曲线应在两条直线之下，此直线的起点为  $(\square + (f + 5B/2), -24 \text{ dB})$ ，或  $(-(f + 5B/2), -24 \text{ dB})$ ，其斜率为每倍频程 12 dB，终点分别为点  $(\square + (f + 5B), -36 \text{ dB})$  或  $(-(f + 5B), -36 \text{ dB})$ 。此后，这条曲线应在  $-36 \text{ dB}$  之下。

基准电平 0 dB 相当于加有调制振荡的连续发射的载波电平。

必要带宽极限频率以上和以下的带外功率的容许值分别近似等于总平均辐射功率的 0.5%。

## 5 调幅无线电话发射，声音广播发射除外

调幅发射的占用带宽和带外辐射在不同的程度上是由下面这些因素决定的：

- 调制信号的类型；
- 决定发射机调制负载的输入信号的电平；
- 通频带宽，这取决于由发射机的音频级和中间调制级以及末段调制级所使用的滤波器；
- 谐波失真以及带外频谱中互调成分的大小。

从各种测量中已经得到了本节所叙述的电话发射的频谱限值。发射机的峰包功率首先是使用 ITU-R SM.326 建议书中§ 3.1.3 所叙述的方法来确定的，并且将发射机的失真调整到对该类业务来讲可接受的程度。

在使用几种不同的调制信号来代替两个音频信号进行测量时，发现对于白噪声或加权噪声而言，如果通过滤波将其带宽限制在正常业务传输信息所需要的带宽，在进行实际测量时是话音信号的很好的替代物。

在§ 5.3 和§ 5.4 所规定的带外发射曲线中，纵坐标代表中心频率调谐到横坐标对应的频率上时，3 kHz 带宽接收机所接收到的能量，并归一化为以同一接收机调谐到占用带宽的中心频率时接收到的能量。

但是，3 kHz 带宽的接收机不能提供靠近占用带宽边缘的频率范围内的详细信息。已经发现用一个有效带宽为 100 至 250 Hz 的接收机或使用具有相似滤波器带宽的频谱分析仪进行逐点测量，对于分析频谱的细微结构更为有用。

为了进行这些测量，首先应当确定限制发射带宽的滤波器的频率衰减特性，然后在发射机中加入白噪声或加权噪声，并将其带宽限定为比滤波器的带宽略宽。

在向发射机加载信号时需要注意，在不同的情况下，输出端的信号峰值超过发射机的峰包功率或者相当于调制系数为 100% 的电平的时间不要多于规定的一个小的时间百分比。这一百分比根据发射的类别确定。

### 5.1 调制信号的类型和输入信号电平的调整

由于噪声幅度的统计分布几乎是独立于带宽的，并且在使用线性加权网络的条件下也没有明显的改变，因此可以按照下面的程序来模拟发射机在实际条件下的负载情况。

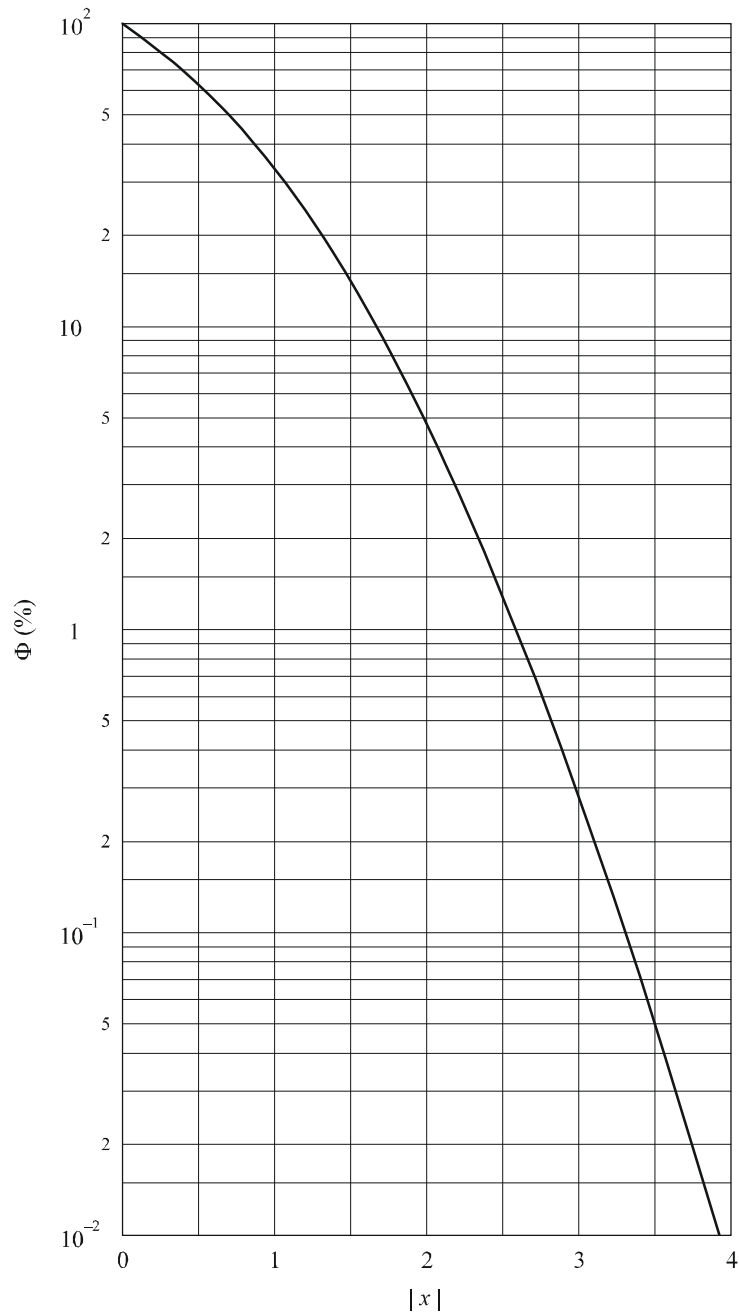
首先使用正弦信号对发射机进行调制，调制指数为 100%。接着用噪声信号取代正弦信号，调整噪声信号的电平直到射频信号解调后的均方根电压等于正弦信号产生的均方根电压的 35%。

对于由白噪声或加权噪声构成的调制信号的调整是相同的，经过这样的调整，根据图 3 中的曲线，噪声调制后的信号包络超过 100% 调制系数所对应电平的时间百分比不超过 0.01%。

电平最好在发射机的输出端进行测量，如上所述，这是为了避免不同的噪声带宽值引起的误差，如果在输入端或在使用了带限滤波器的发射机输出端确定噪声电平，就会出现这种误差。

图 3

白噪声的即时电压随比值  $x$  变化，超过门限电压  $\pm u$  的时间  $\Phi$  (%)



$x$  由公式  $|x| = |u| / U_{rms}$  得到  
其中:

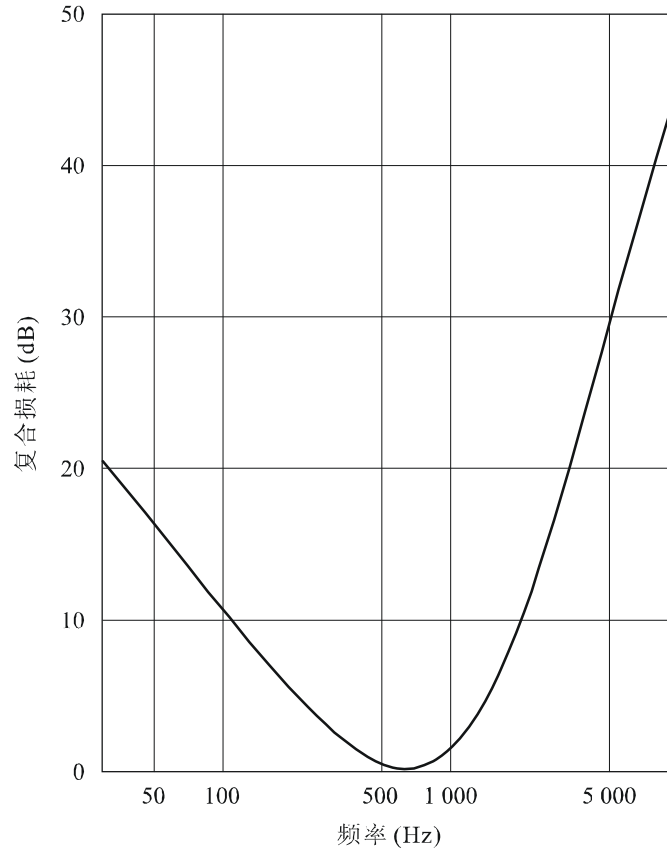
$U_{rms}$ : 噪声电压的均方根值  
 $u$ : 门限值

## 5.2 ITU-T G.227 建议书的摘要

图 4 和图 5 分别是常规电话信号发生器整形网络的相对响应曲线以及电路图。

图 4

常规电话信号发生器整形网络的相对响应曲线



0328-04

## 5.3 发射类别为 A3E 的双边带电话

### 5.3.1 必要带宽

必要带宽  $F$  实际上等于最高调制频率  $M$  的两倍，这是为了使发射衰减足够小。

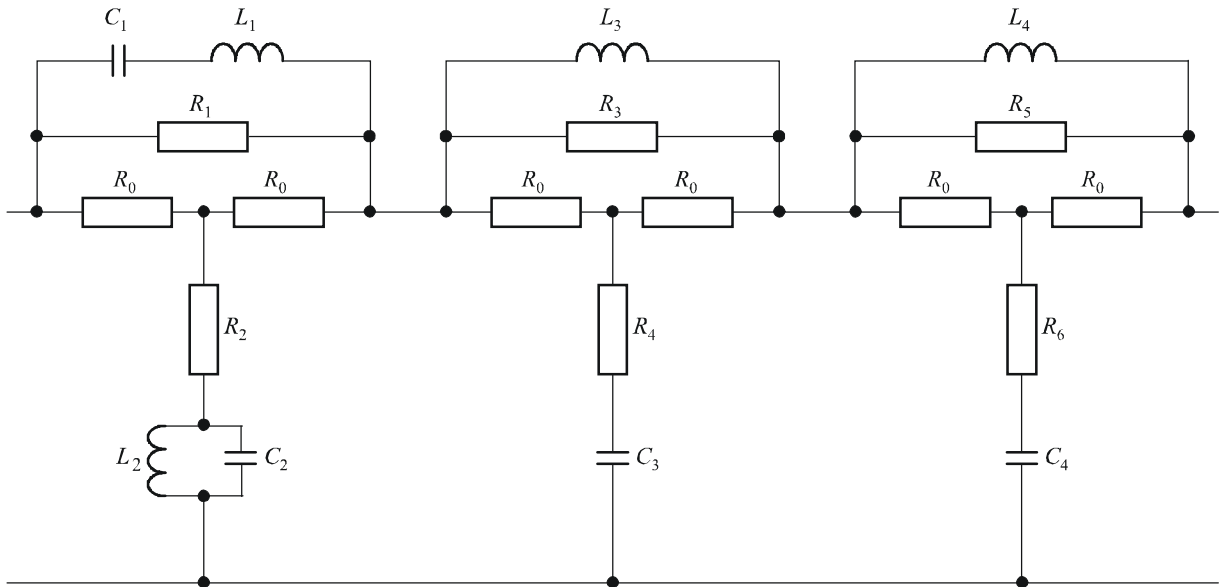
### 5.3.2 必要带宽之内的功率

必要带宽之内功率的统计分布是由加载到发射机输入端不同话音频率分量的相对功率值决定的，在使用多个通路的情况下，则是由工作通路的数量以及加载到各个通路输入端的话音频率分量的相对功率值确定的。

如果发射机没有连接加密设备，每个通路不同话音频率分量的功率分布可以假定为与图 4 中给出的曲线相对应。此曲线不适用于声音广播。

如果发射机与使用频率倒置的加密设备相连，可以利用相同的数据，但要将接收到的频谱进行倒置。  
如果使用了频带分割加密设备，可以假定在频带内功率的统计分布是均匀的。

图 5  
常规电话信号发生器的整形网络



第 1 部分

$$\frac{R_1}{R_0} = 45$$

$$\frac{R_2}{R_0} = 0.0222$$

$$\frac{R_3}{R_0} = 10$$

$$\frac{R_4}{R_0} = 0.1$$

$$\frac{R_5}{R_0} = 22$$

$$\frac{R_6}{R_0} = 0.0455$$

第 2 部分

$$\frac{L_1 \omega_0}{R_0} = 0.5$$

$$\frac{L_2 \omega_0}{R_0} = 2$$

$$\frac{L_3 \omega_0}{R_0} = 0.5$$

$$\frac{L_4 \omega_0}{R_0} = 1.11$$

第 3 部分

$$R_0 C_1 \omega_0 = 2$$

$$R_0 C_2 \omega_0 = 0.5$$

$$R_0 C_3 \omega_0 = 0.5$$

$$R_0 C_4 \omega_0 = 1.11$$

$$\omega_0 = 2\pi \times 10^3 \times s^{-1}$$

$R_0$ : 网络的特征阻抗

元件的误差容限:  $\pm 1\%$

0328-05

### 5.3.3 带外频谱

如果横坐标采用对数单位来表示频率，纵坐标以分贝为单位来表示功率密度，则表示带外频谱的曲线应在两条直线之下，此直线的起点为  $(\square + 0.5 F, 0 \text{ dB})$  或  $(-0.5 F, 0 \text{ dB})$ ，终点分别为点  $(\square + 0.7 F, -20 \text{ dB})$  或  $(-0.7 F, -20 \text{ dB})$ 。在这些点之外一直到  $-60 \text{ dB}$ ，此曲线应在从上面所说的终点出发、斜率为每倍频程  $12 \text{ dB}$  的两条直线之下，在此之后，这条曲线应在  $-60 \text{ dB}$  之下。



基准电平 0 dB，相当于不包括载波功率的全部功率在必要带宽之内是均匀分布的情况下的功率密度。

### 5.3.4 确定带外频谱的 0 dB 基准电平与发射的其他频谱分量之间的关系

#### 5.3.4.1 0 dB 基准电平与最大频谱功率密度所对应的电平之间的关系

如果使用白噪声对发射机进行调制，白噪声根据 § 5.3.2 所述、§ 5.1 所示的曲线进行了加权处理，则在两个边带内，§ 5.3.3 中定义的 0 dB 基准电平值比最大功率密度对应的电平大约低 5 dB。

5 dB 对上限频率为 3 kHz 或 3.4 kHz 的调制频率带宽都是有效的。

#### 5.3.4.2 0 dB 基准电平与载波电平之间的关系

0 dB 基准电平与载波电平之比  $\alpha_B$  (dB) 由下式确定：

$$\alpha_B = 10 \log \left( \frac{m_{rms}^2}{2} \frac{B_{eff}}{F} \right) \quad (5)$$

其中：

$m_{rms}$ ：发射机均方根调制系数

$B_{eff}$ ：分析仪的有效噪声带宽

$F$ ：发射的必要带宽。

因此基准电平取决于：

— 边带的功率  $P_s$ ，由下式确定：

$$P_s = \frac{m_{rms}^2}{2} P_c \quad (6)$$

其中  $P_c$  是载波功率，

— 必要带宽  $F$ ，

— 所使用的分析仪器的有效噪声带宽  $B_{eff}$ 。

图 6 显示了在均方根调制系数取不同值的情况下，作为必要带宽的函数，由公式 (5) 计算得到的比值  $\alpha_B$  的比值。

对于一些实际的应用，例如在监测时，如果无法准确地知道实际的调制系数，可以假定发射机均的方根值调制系数为 35%。于是公式 (5) 可以简化为：

$$\alpha_B = 10 \log \left( \frac{B_{eff}}{F} \right) - 12.1 \quad (7)$$

图 7 显示了在有效噪声带宽取不同值的情况下，作为必要带宽的函数，由简化公式 (7) 计算得到的比值  $\alpha_B$  的比值。

## 5.4 单边带、发射类别 R3E、H3E 和 J3E（减幅，全载波和抑制载波）以及独立边带的发射类别 B8E

### 5.4.1 必要带宽

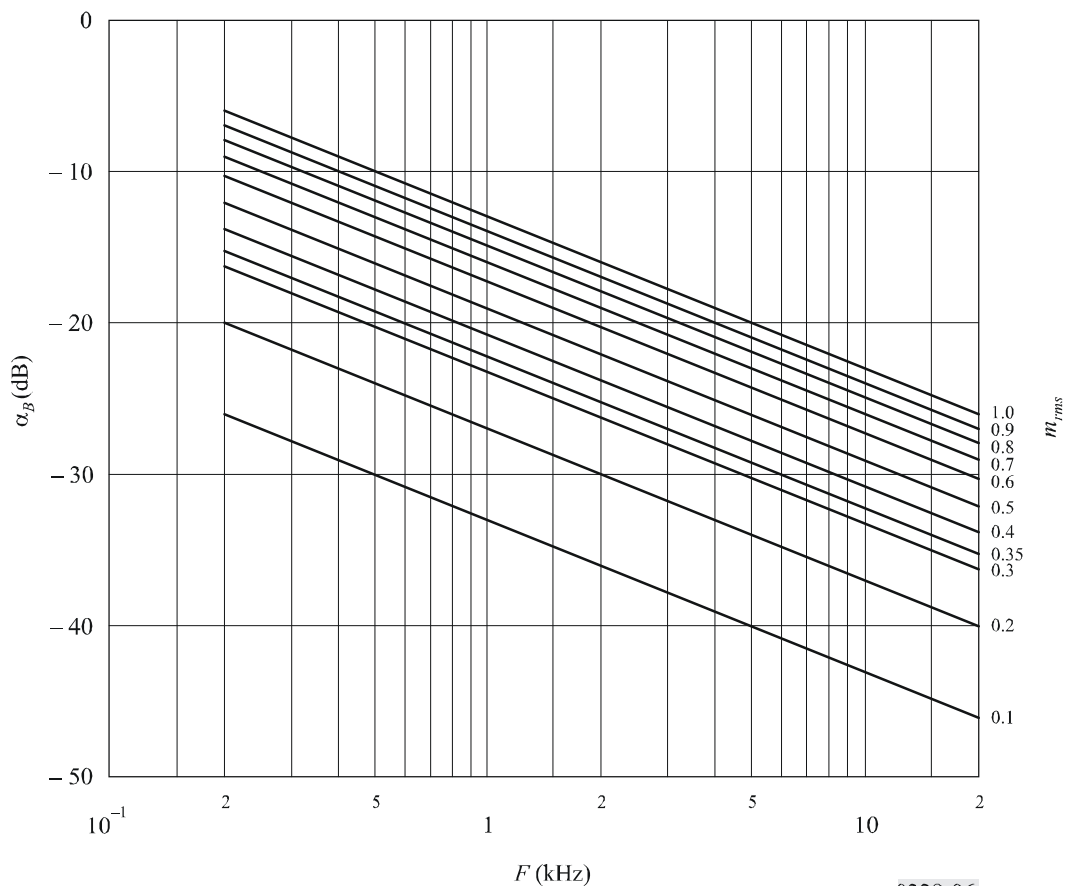
对于 R3E 和 H3E 发射，必要带宽  $F$  实际上等于最高的音频频率值  $f_2$ ，这是为了使发射衰减足够小。

对于 J3E 类发射，必要带宽  $F$  实际上等于最高的音频频率  $f_2$  与最低音频频率  $f_1$  之差，这是为了使发射衰减足够小。

对于 B8E 类发射，必要带宽实际上等于距离指配频率最远的两个射频频率之差，这两个频率对应于以足够小的衰减在该发射的两个外侧通路中发射的最大和最小音频频率。

图 6

在分析设备的有效噪声带宽为 100 Hz 的条件下，以发射机的均方根调制系数 ( $m_{rms}$ ) 为参数，A3E 类发射的带外频谱限制曲线的 0 dB 基准电平与载波电平之比  $\alpha_B$  (dB) 随必要带宽  $F$  (kHz) 的变化



0328-06

### 5.4.2 必要带宽之内的功率

关于必要带宽之内功率的考虑，参见§ 5.3.2。

### 5.4.3 发射类别 B8E 的带外频谱；四个电话通道同时工作

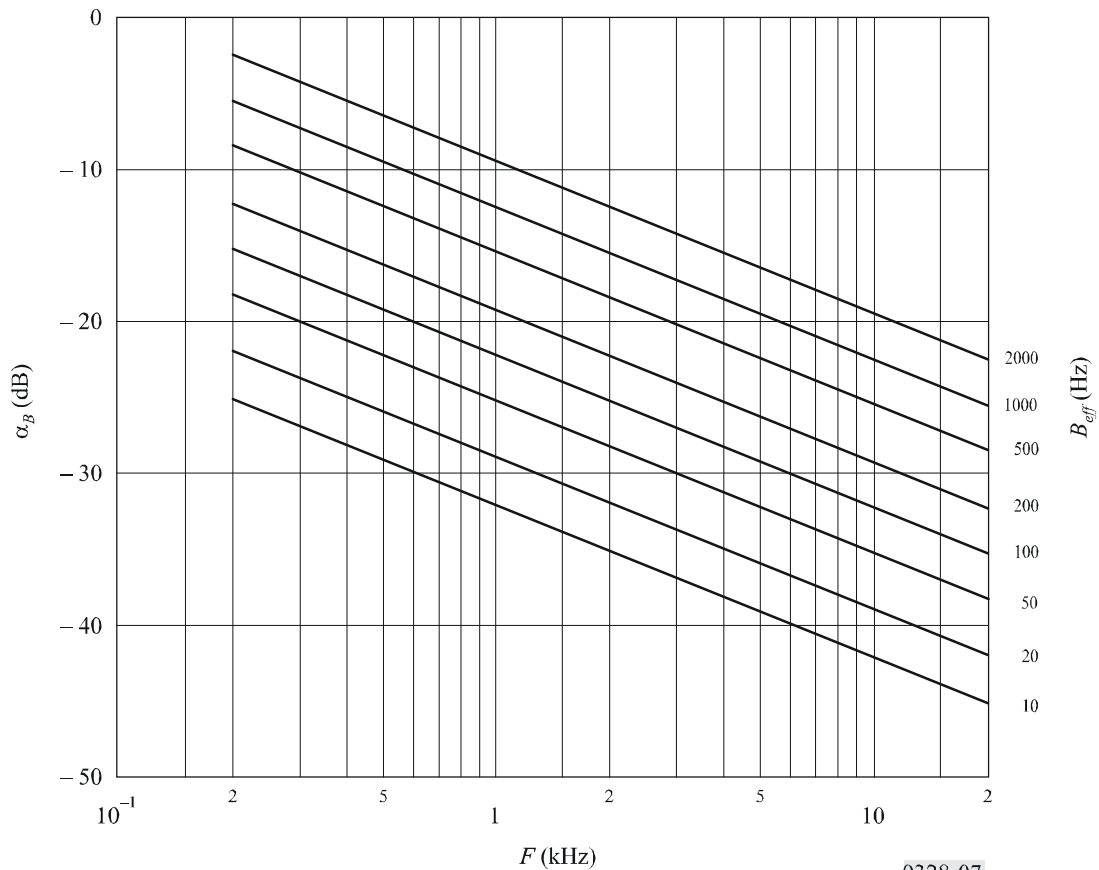
带外功率取决于工作通路的数量和位置。下面的论述仅在四个话路同时工作时才适用；如果有些通路处于空闲状态时，带外的功率相比之下要小一些。

如果横坐标采用对数单位来表示频率，假设基准频率与必要带宽的中心一致，纵坐标以分贝为单位来表示功率密度，则表示带外频谱的曲线应在两条直线之下，此直线的起点为 $(+0.5 F, 0 \text{ dB})$ 或 $(-0.5 F, 0 \text{ dB})$ ，终点分别为点 $(+0.7 F, -30 \text{ dB})$ 或 $(-0.7 F, -30 \text{ dB})$ 。在这些点之外一直到 $-60 \text{ dB}$ ，此曲线应在从上面所说的终点出发、斜率为每倍频程  $12 \text{ dB}$  的两条直线之下，在此之后，这条曲线应在 $-60 \text{ dB}$  之下。

基准电平  $0 \text{ dB}$ ，相当于不包括减幅载波功率的全部功率在必要带宽之内是均匀分布的情况下的功率密度。

图 7

在均方根调制系数为 35% 的条件下，以分析设备的有效噪声带宽  $B_{eff}$  为参数，A3E 类发射的带外频谱限制曲线的  $0 \text{ dB}$  基准电平与载波电平之比  $\alpha_B(\text{dB})$  随必要带宽  $F(\text{kHz})$  的变化



0328-07

## 6 用于声音广播的调幅发射

本节叙述的用于声音广播的调幅发射的频谱范围是通过测量发射机得到的，这些测量是在信号幅度没有使用动态压缩、用加权噪声以 35% 的均方根调制系数对发射机进行调制来完成的。

### 6.1 调制信号的类型和输入信号电平的调整、发射类别 A3EGN、声音广播

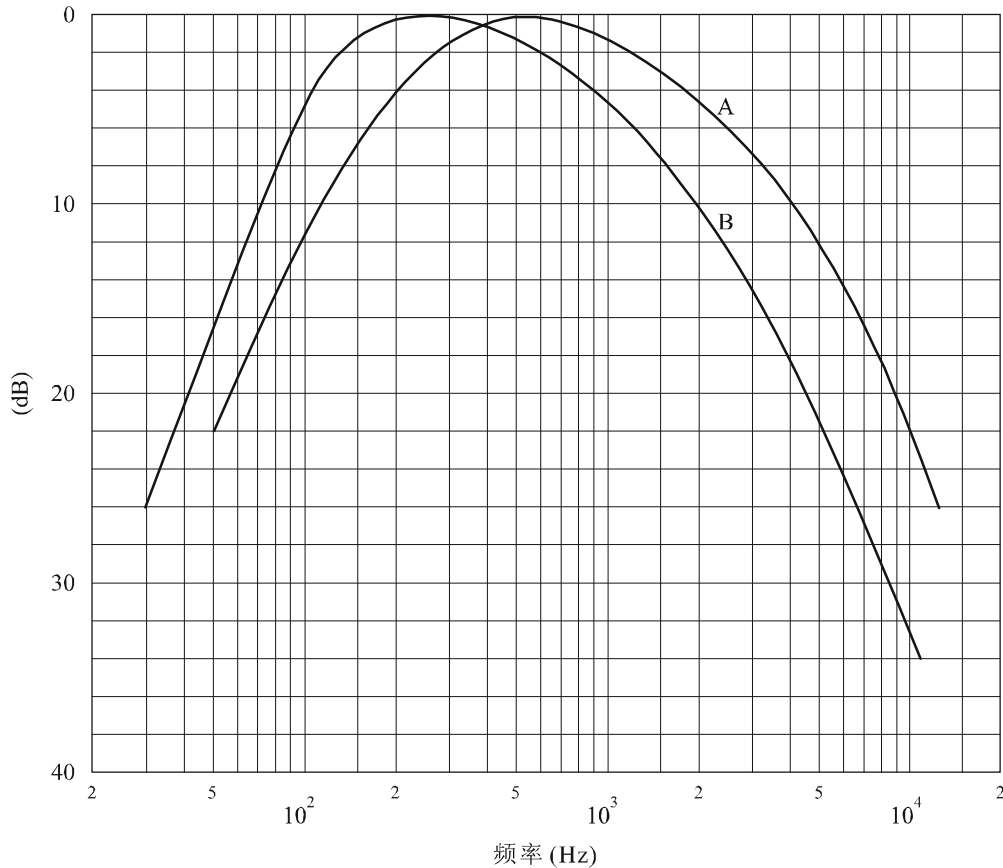
前面§ 5.1 中所述的调整程序对于声音广播的发射机也适用，噪声根据§ 6.3.2 所述、如图 8 所示的曲线进行了加权处理的情况除外。

### 6.2 用于调制信号发生器的噪声信号（摘自 ITU-R BS.559 建议书的§ 1.3）

为了模拟节目的调制，标准化的信号必须满足两个条件：

- 其频谱组成必须与有代表性的广播节目的频谱相对应；
- 其动态范围要小，使设备的读数稳定、清楚。

图 8



曲线 A: 标准噪声的频谱 (使用三分之一倍频程滤波器)  
 B: 滤波器电路的频率响应特性

0328-08

选取现代舞蹈音乐的幅度分布作为基础，因为这类节目经常包括相当部分的高音频率。但是，这类节目的动态范围太宽，因此不满足前面提到的第二个条件。适合此目的的信号是标准化的彩色噪声信号，它的频谱的幅度分布相当接近于现代舞蹈的音乐（见图 8 的曲线 A，这是使用三分之一倍频程滤波器测量得到的）。

标准化的彩色噪声信号可以使用无源的滤波电路由白噪声发生器得到，如图 9 所示。此滤波器的频率响应曲线见图 8 的曲线 B（需要注意图 8 中曲线 A 和曲线 B 的差别是由于曲线 A 是用三分之一倍频程滤波器进行的测量为基础的，滤波器的带宽随着频率的增加而增加，通过滤波器的能量也随之增加）。

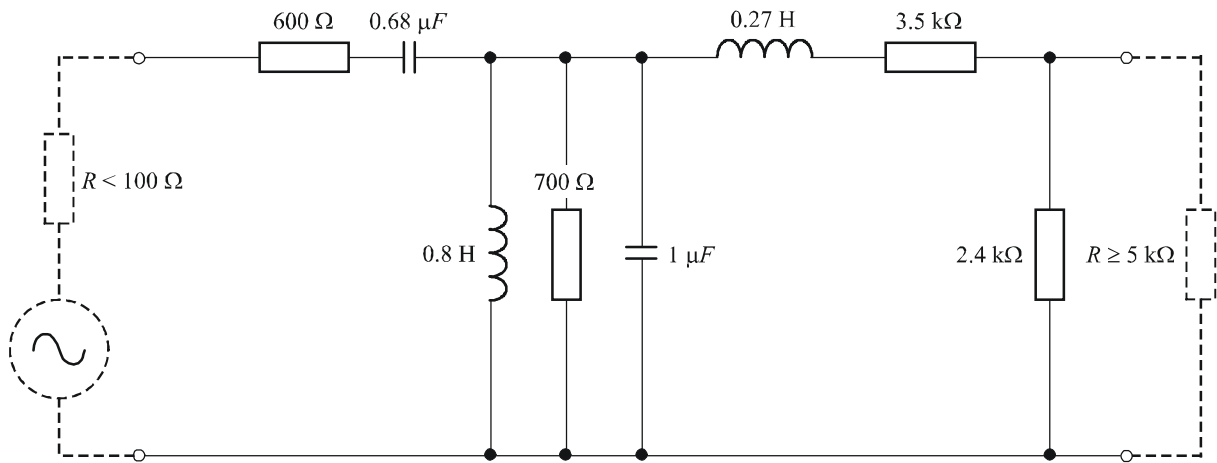
对于标准化的彩色噪声在所要求的带宽之外的频谱，应当用低通滤波器加以限制，滤波器的截止频率和滚降斜率应使调制信号的带宽大约等于发射的标准带宽的一半。信号发生器调制级的音频幅度/频率特性的变化应当不超过低通滤波器截止频率之上 2 dB。

### 6.3 发射类别 A3E, 双边带声音广播

#### 6.3.1 必要带宽

必要带宽  $F$  实际上等于最高调制频率  $M$  的两倍, 这是为了使发射衰减足够小。

图 9  
滤波器电路



0328-09

#### 6.3.2 必要带宽内的功率

必要带宽内的功率统计分布是由加在发射机输入端的不同音频分量的相对功率电平来确定的。

一般的广播节目的音频频带内的功率分布可以假定为相当于图 8 中的曲线。实际上, 超过这条曲线的节目播送时间不会超过 5%到 10%。

#### 6.3.3 带外频谱

如果横坐标采用对数单位来表示频率, 纵坐标以分贝为单位来表示功率密度, 则表示带外频谱的曲线应在两条直线之下, 此直线的起点为  $(+0.5 F, 0 \text{ dB})$  或  $(-0.5 F, 0 \text{ dB})$ , 终点分别为点  $(+0.7 F, -35 \text{ dB})$  或  $(-0.7 F, -35 \text{ dB})$ 。在这些点之外一直到  $-60 \text{ dB}$ , 此曲线应在从上面所说的终点出发、斜率为每倍频程  $12 \text{ dB}$  的两条直线之下, 在此之后, 这条曲线应在  $-60 \text{ dB}$  之下。

基准电平  $0 \text{ dB}$ , 相当于不包括载波功率的全部功率在必要带宽之内是均匀分布的情况下的功率密度(见 § 6.3.4)。

这样规定的曲线的纵坐标表示由均方根噪声带宽为  $100 \text{ Hz}$  的分析仪所接收到的平均功率, 其频率调谐到标在横坐标上的频率。

### 6.3.4 确定带外频谱的 0 dB 基准电平与发射的其他频谱分量之间的关系

#### 6.3.4.1 0 dB 基准电平与最大频谱功率密度所对应的电平之间的关系

如果使用白噪声对发射机进行调制，白噪声根据§ 6.3.2 所述的曲线进行了加权处理，则在两个边带内，§ 6.3.3 中定义的 0 dB 基准电平值比最大功率密度对应的电平低 8-10 dB。

8 dB 对上限频率为 4.5 kHz 或 6 kHz 的调制频率带宽都是有效的。在上限频率是 10 kHz 时，10 dB 适用。

#### 6.3.4.2 0 dB 基准电平与载波电平之间的关系

见§ 5.3.4.2，其内容对声音广播也是适用的。

## 附 件 2

### 对标识为 B 类和 R 类的发射的考虑

(独立边带和单边带)

#### 目 录

	页码
1 白噪声调制的 B8E 和 R7J 类发射的频谱包络的形状 .....	23
1.1 表 3 第 1 项描述的测试 .....	24
1.2 表 3 第 2 项描述的测试 .....	26
1.3 表 3 第 3 项描述的测试 .....	26

### 1 白噪声调制的 B8E 和 R7J 类发射的频谱包络的形状

本节讨论几个主管部门对 B8E 和 R7J 类别发射的发射机所做的测量的结果，这些发射机的设计不同。表 3 中总结了与这些发射机相关的主要特性以及测量条件。

表 3

B8E 和 R7J 发射的发射机特性和测量条件

编 号	1	2	3
发射类别	B8E	B8E	B8E; R7J
发射机特性:		不同的发射机	不同的发射机
— 峰包功率 $P_p$ (双音) <sup>(1)</sup> (kW)	20	几 kW 到几十 kW	不同的值
— 三阶互调失真 $\alpha_3$ <sup>(1)</sup> (dB)	$\leq -35$		
— 测量时工作的通路数	2, 在下边带	2 和 4	
— 话路带宽 (Hz)	3 000		
— 相对于峰包功率的载波抑制 (dB)	-50		
调制信号类型:	白噪声	白噪声	白噪声
— 带宽	30 Hz-20 kHz $\pm 1$ dB		每边带 100 Hz-6 kHz
发射类别	B8E	B8E	B8E; R7J
输入信号电平 <sup>(1)</sup> 做如下的调整:			
— 在输出端, $P_m$ (噪声)=	$0.25 P_p$ (双音)		$0.25 P_p$ (双音)
测量设备的种类:	实际均方根选择测量设备	频谱分析仪	频谱分析仪
— 通带 (Hz)	曲线 C: 3 800 D: 100	$\leq 0.05 F$ <sup>(2)</sup>	
频谱的形状	见图 10	见 § 1.1	

(1) 在所有的测试中, 发射机首先用两个等幅的正弦信号进行调制; 接着, 根据 ITU-R SM.326 建议书中给出的方法确定峰包功率  $P_p$  (双音), 以及三阶互调失真电平 $\alpha_3$ ; 最后, 用噪声信号取代两个正弦信号, 噪声信号的电平调整到“输入信号电平”栏所述的条件之一, 其中  $P_m$  表示平均功率,  $P_p$  表示峰包功率。

(2)  $B_p$  是发射机滤波器的通带,  $F$  是必要带宽。

测量的结果总结如下:

### 1.1 表 3 第 1 项描述的测试

仅使用了下边带, 上边带至少被发射机内的滤波器抑制了 -60 dB。载波大约被抑制了 -50 dB (J3E 类别) 而音频带宽大约为 6 000 Hz。

噪声信号的带宽只受到发射机滤波器特性的限制 (见图 10 的曲线 A)。在这一点上, 应注意到如果需要确定仅仅由一个话音通路产生的射频频谱, 测试信号在加到发射机之前, 需要对它的带宽进行限制, 因为总的带宽要比一个话路的宽度大许多。



使用带宽大约为 100 Hz 的分析仪进行一系列的测量。其他测量使用了带宽为 3.8 kHz 并且衰减曲线非常陡的分析仪。

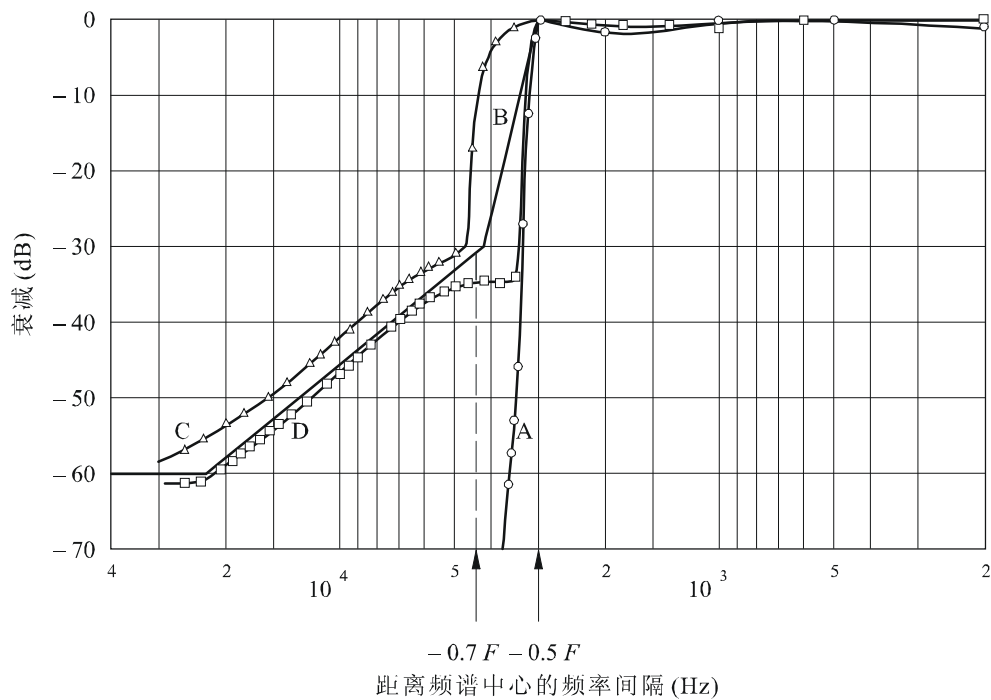
测量结果分别见图 10 的曲线 D 和曲线 C, 这些曲线代表了在射频范围的低端测量到的下边带频谱的包络, 对频带高端测量得到的曲线与图 10 中的曲线相似。

在这样的情况下, 如果使用窄带设备进行测量得到的频谱正好在限制曲线 B 的范围内, 使用宽带接收机分析出的频谱将会超出这一限制范围。这是由于宽带测量设备没有考虑频谱的细微结构, 特别是在曲线很陡的区域, 因此建议在此类测量中使用窄带设备。

从图 10 中可以进一步得出结论, 带外辐射的起点是在电平与三阶互调成分的电平大致相等的地方, 即电平为 -35 dB 处。带外辐射在非常接近带宽边界的地方几乎是常量; 在离此边界较远的地方, 虚线逐渐下降, 最初是与频率成比例的变化, 接着达到最终以每倍频程 12 dB 的斜率下降。在图 11 中, 横坐标使用了线性单位表示频率, 以便能更清楚地看到上面所述的频谱包络。

图 10

B8E 发射类别的频谱功率密度包络



$F$ : 必要带宽 (6 000 Hz)

- 曲线 A: 发射机的滤波器特性  
 B: 附件1的§5.4.3 规定的限制曲线  
 C: 使用通带为 3 800 Hz 的分析仪测量得到的曲线  
 D: 使用通带为 100 Hz 左右的分析仪测量得到的曲线

0328-10

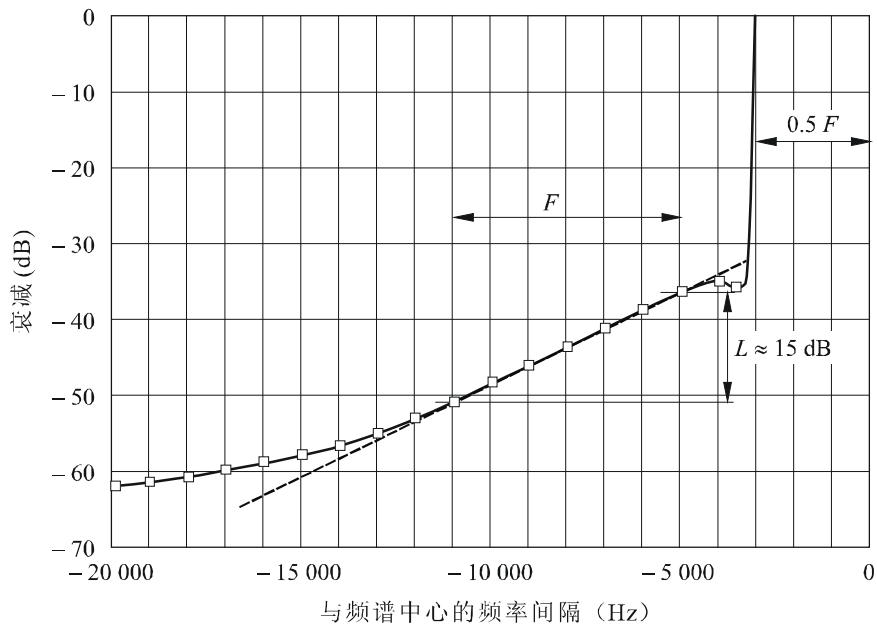
## 1.2 表 3 第 2 项描述的测试

如果横坐标采用对数单位来表示频率，假设基准频率与必要带宽  $F$  的中心一致，并且纵坐标以分贝为单位来表示功率密度，对于一组不同额定功率的 B8E 发射类别的发射机（两路或四路同时工作），表示其产生的带外频谱的曲线应在两条直线之下，此直线的起点为  $(+0.5 F, 0 \text{ dB})$  或  $(-0.5 F, 0 \text{ dB})$ ，终点分别为点  $(+0.55 F, -30 \text{ dB})$  或  $(-0.55 F, -30 \text{ dB})$ 。在终点之外一直到  $-60 \text{ dB}$ ，此曲线应在从上面所说的终点出发、斜率为每倍频程  $12 \text{ dB}$  的两条直线之下。

## 1.3 表 3 第 3 项描述的测试

测试设备的布置适合测量互调失真，可以使用双音方法也可以使用白噪声方法测量，因此可以对两种方法进行比较。当使用白噪声方法时，白噪声发生器的输出通过滤波器，以便将噪声的带宽限制在通常通话时的最大带宽范围内，即每边带  $100\text{-}6\,000 \text{ Hz}$ 。使用带阻滤波器获得一个小的频率段，在这一小的频带内使用频谱分析仪内  $30 \text{ Hz}$  的滤波器可以测量“带内”的失真产物。在测量的失真比接近  $50 \text{ dB}$  的条件下，为了使  $30 \text{ Hz}$  的频谱分析仪滤波器达到足够的分辨率，必须要使用  $3 \text{ dB}$  最小带宽为  $500 \text{ Hz}$  并且  $60 \text{ dB}$  的成形因数为  $3.5$  到  $1$  的带阻滤波器。

图 11  
线性频率单位表示的图 10 中的曲线 D



$L$ : 与必要带宽  $F$  大致相等的线性区域

0328-11

多数白噪声负载测试使用的平均输出功率电平相对于额定峰包功率为  $-6$  dB，这确认了附件 5 的 § 1.2.4 中公式 (16) 所表示的关系。

测试确认并扩展了以前的结论，并且确立了在通常的使用中，可以使用白噪声信号来代替 B8E 和 R7E 两类多路复用发射的调制信号。此外，测试还揭示了带内互调失真和带外辐射之间一种实用并且稳定的实验关系。但是，在双音互调失真比与等效的白噪声负载失真之间没有明显的一致性。

## 附件 3

## 对标识为 F 类的发射的考虑

(调频)

## 目 录

	页码
1 发射类别 F1B .....	29
1.1 必要带宽 .....	29
1.2 频谱包络的形状 .....	29
1.2.1 由零建立时间的反转信号组成的电报信号 .....	29
1.2.2 有限建立时间的周期电报信号 .....	31
1.2.3 有限建立时间的非周期电报信号 .....	33
1.3 带外功率和占用带宽 .....	34
1.4 滤波器对电报信号的整形 .....	36
1.5 邻道干扰 .....	36
1.6 信号的建立时间 .....	37
1.7 未整形信号的占用带宽 .....	37
1.8 带外频谱 .....	37
2 用于广播和无线电通信的调频发射 .....	38
2.1 发射类别 F3E, 单声道声音广播 .....	38
2.1.1 必要带宽 .....	38
2.1.2 噪声调制的 F3E 类别发射的带外频谱 .....	38
2.2 发射类别 F8E 和 F9E, 立体声声音广播 .....	38
2.2.1 必要带宽 .....	38
2.3 发射类别 F3E, 窄带无线电通信 .....	38
3 使用频分复用 (FDM) 的调频多路发射 .....	39
3.1 必要带宽 .....	39
3.2 频谱包络的形状 .....	39
3.3 带外功率 .....	42

## 1 发射类别 F1B

对于发射类别 F1B 的移频电报，不论存在或不存在由于传播造成的起伏：

### 1.1 必要带宽

如果移频或传号与空号频率之差为  $2D$ ，并且如果  $m$  是调制系数  $2D/B$ ，则必要带宽由下面的公式之一决定，公式的选择取决于  $m$  的值：

$$2.6D + 0.55B \quad \text{在 10\% 之内, 对于 } 1.5 < m < 5.5$$

$$2.1D + 1.9B \quad \text{在 2\% 之内, 对于 } 5.5 \leq m \leq 20$$

### 1.2 频谱包络的形状

对于发射类别 F1B，不同电报信号形状的射频频谱形状在下面的§ 1.2.1 到§ 1.2.3 中描述。

#### 1.2.1 由零建立时间的反转信号组成的电报信号

相对于连续发射的幅度，频谱包络的幅度  $A(n)$  如图 12 所示（实线），它是零建立时间的反转信号组成以及传号和空号持续时间相同的电报信号的边带分量的阶数的函数。

图 12 所示实曲线的线性或渐近线可以使用下面的公式来近似：

$$A(n) = \frac{2m}{\pi n^2} \quad (8)$$

其中：

$n$ ：边带分量的阶数

$$n = 2f/B$$

$f$ ：距离频谱中心的频率间隔（Hz）

$B$ ：调制速率（Bd）

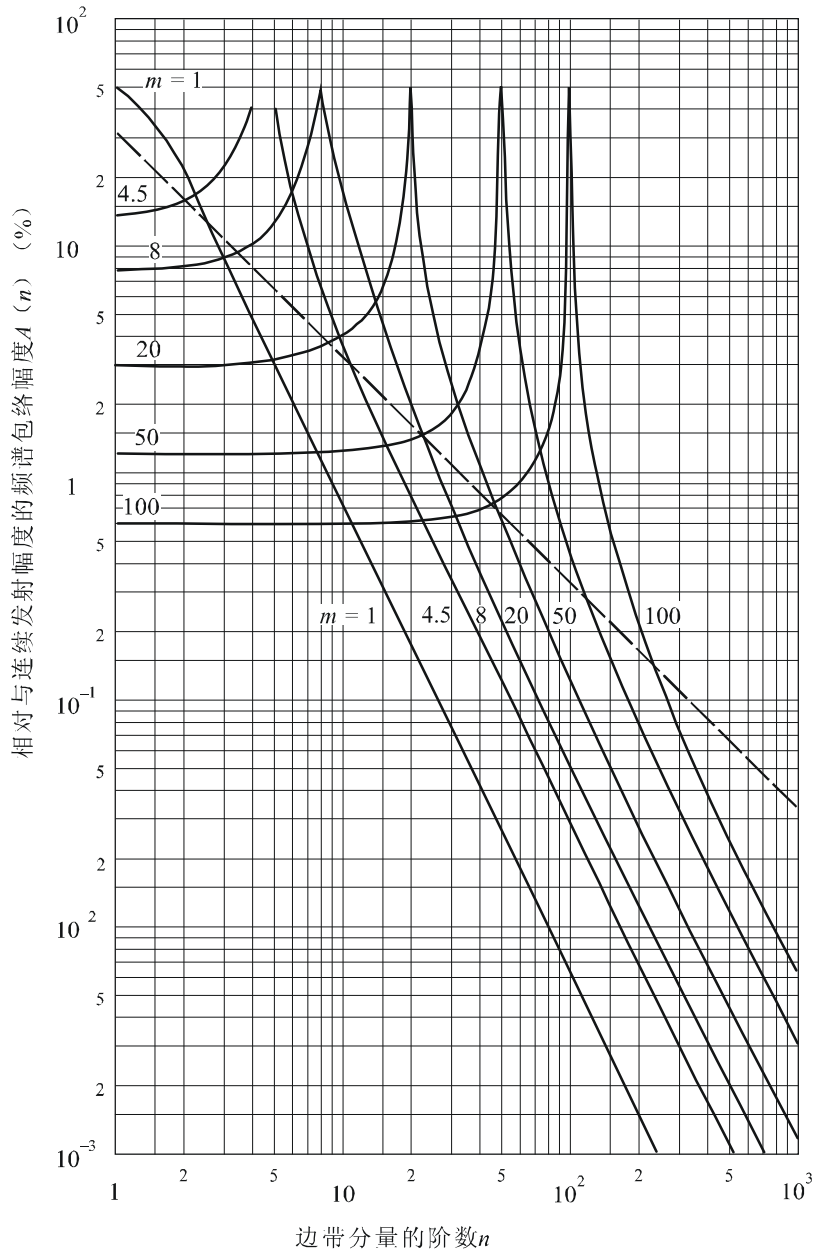
$m$ ：调制指数

$$m = 2D/B$$

$D$ ：最大频偏或移频的一半（Hz）。

图 12

由反转信号组成的电报信号的射频频谱包络



### 1.2.2 有限建立时间的周期电报信号

由有限建立时间的反转信号组成，并且传号和空号持续时间相同的电报信号所产生的频谱的包络幅度  $A(x)$  由下面的经验公式给出：

$$A(x) = E \frac{2}{\pi} \frac{1}{m} x^{-u} (x^2 - 1)^{-1} \quad \text{对于 } x > 1 \quad (9)$$

其中：

$$x = f/D$$

$E$ ：连续发射的幅度

$$u = \sqrt{5 D \tau}$$

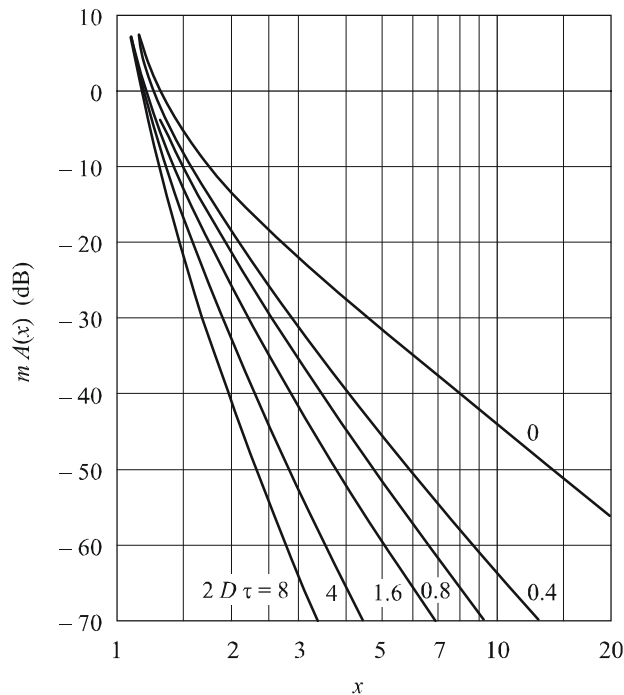
$\tau$ ：电报信号的建立时间，见建议 1.9 中的定义

$f, D$  和  $m$ ：见前面 § 1.2.1 中的定义。

在公式 (9) 中，频谱包络的形状仅取决于乘积  $D \tau$ ，并且对于一个确定的乘积值，包络的幅度  $A(x)$  与调制指数  $m$  成反比，如图 13 所示，对于不同的  $D \tau$  值，乘积  $m A(x)$  可表示为  $x$  的函数。

图 13

用经验公式 (9) 计算得到的 F1B 发射的频谱分布



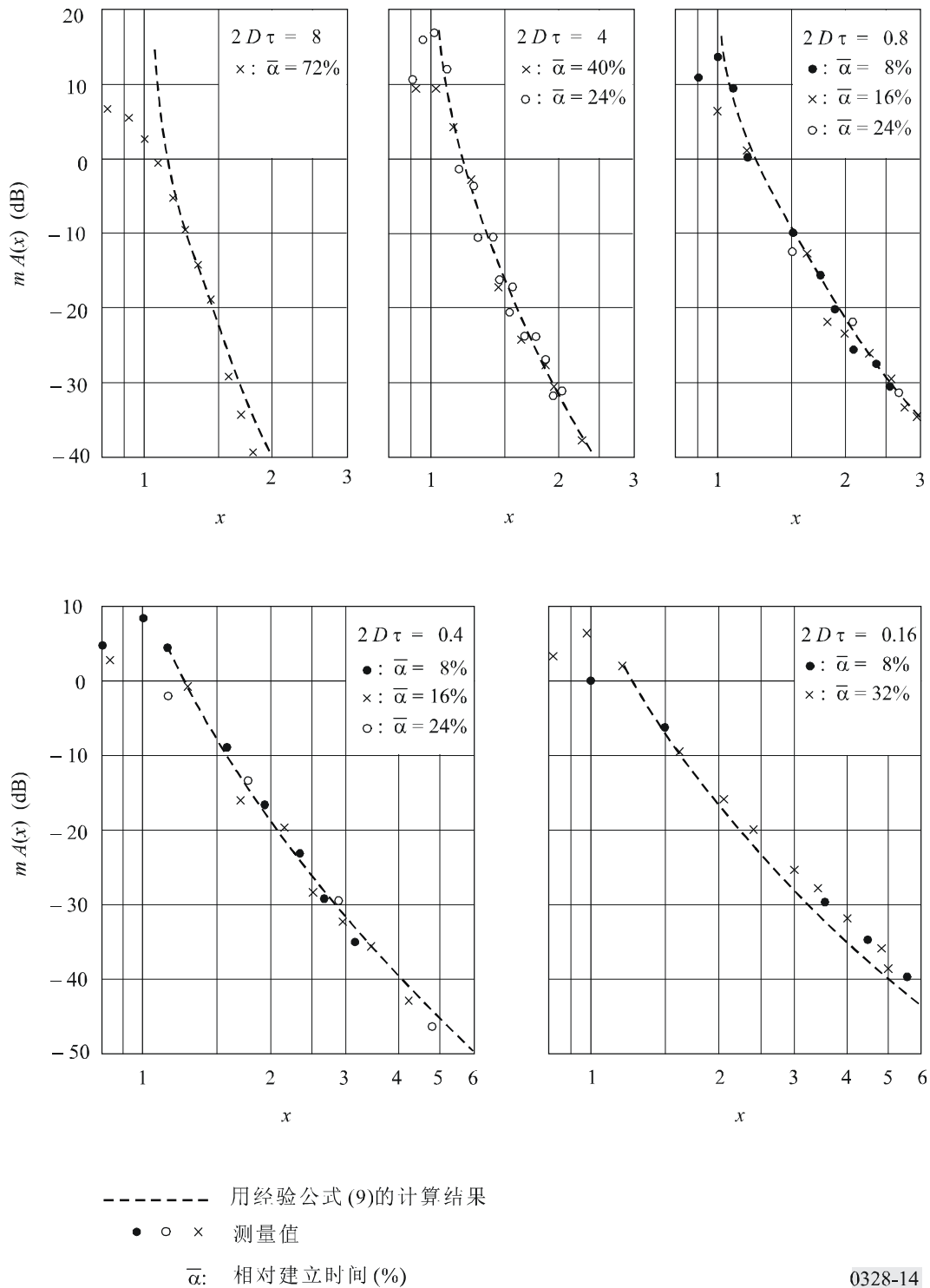
可以看出如果  $D\tau$  的值小于 0.15 或者在 1 到 5 之间, 建立时间对频谱包络的影响是不大的。当传号和空号的持续时间不相等时, 频谱包络很大程度上取决于乘积  $D\tau$  和最小信号单元的持续时间, 但通常与建立时间相同的反转符号组成的信号所产生的频谱包络相似。

在图 14 中, 对不同频谱进行测量得到的结果与用公式 (9) 计算相应的值得到的结果进行了比较。对于  $x$  大于 1.2 的情况, 一致性是令人满意的, 但随着乘积值  $D\tau$  的降低, 一致性也随着下降了。



图 14

F1B 发射的频谱



0328-14

### 1.2.3 有限建立时间的非周期电报信号

在实际业务条件下，信号可能是非周期的，在此情况下频谱分布应当用功率密度谱的形式表示。

每单位带宽的平均功率密度  $p(x)$ ，由下面的经验公式给出：

$$p(x) = \frac{P_0}{B} \frac{4}{\pi^2} \frac{1}{m^2} x^{-2u} (x^2 - 1)^{-2} \quad (10)$$

其中：

$P_0$ ：发射的总功率

$B, m, x$  和  $u$ ：与§ 1.2.1 和§ 1.2.2 中的定义相同

在这种情况下，频谱包络的形状仅仅取决于频移和建立时间的乘积。

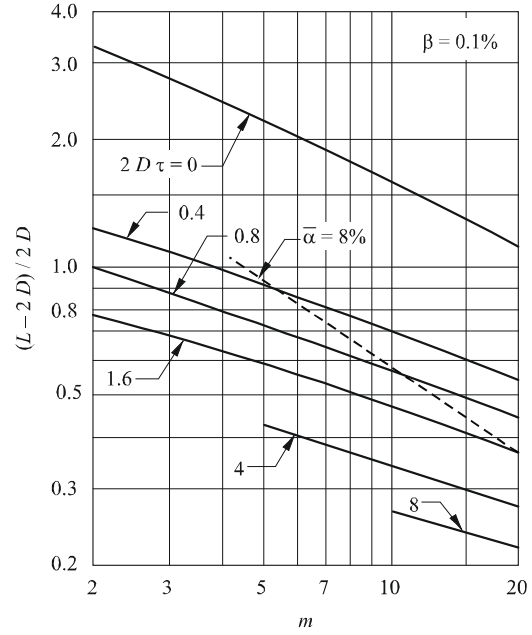
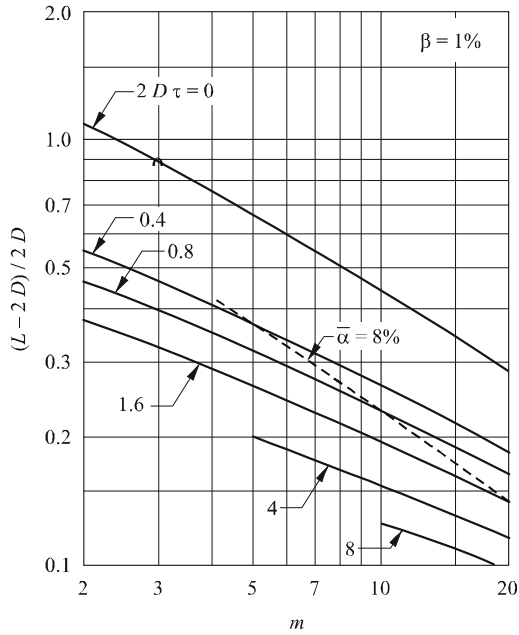
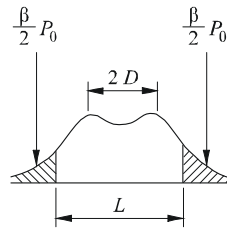
### 1.3 带外功率和占用带宽

在建议 1.6 中定义的带外功率  $P'$  可以用公式 (10) 给出的功率密度的积分确定，积分的上、下限为频率限值。

图 15 表示在  $\beta = 0.01$  和  $\beta = 0.001$  的条件下，用  $m$  和  $2 D\tau$  计算得到的带宽  $L$  的值，其中  $\beta$  是带外功率比  $P'/P_0$ 。

图 15

使用经验公式 (10) 得到的带宽



0328-15

在  $\beta = 0.01$  时，占用带宽  $L$  (Hz) 也可以通过下面的经验公式计算得到：

$$L = 2D + D \left( 3 - 4\sqrt{\bar{\alpha}} \right) m^{-0.6} \quad (11)$$

其中  $\bar{\alpha}$  是电报信号的最短脉冲的相对建立时间，定义见建议 1.10。

这样计算得到的占用带宽几乎不受电报信号形状的影响，而带外频谱很大程度上由其形状决定。

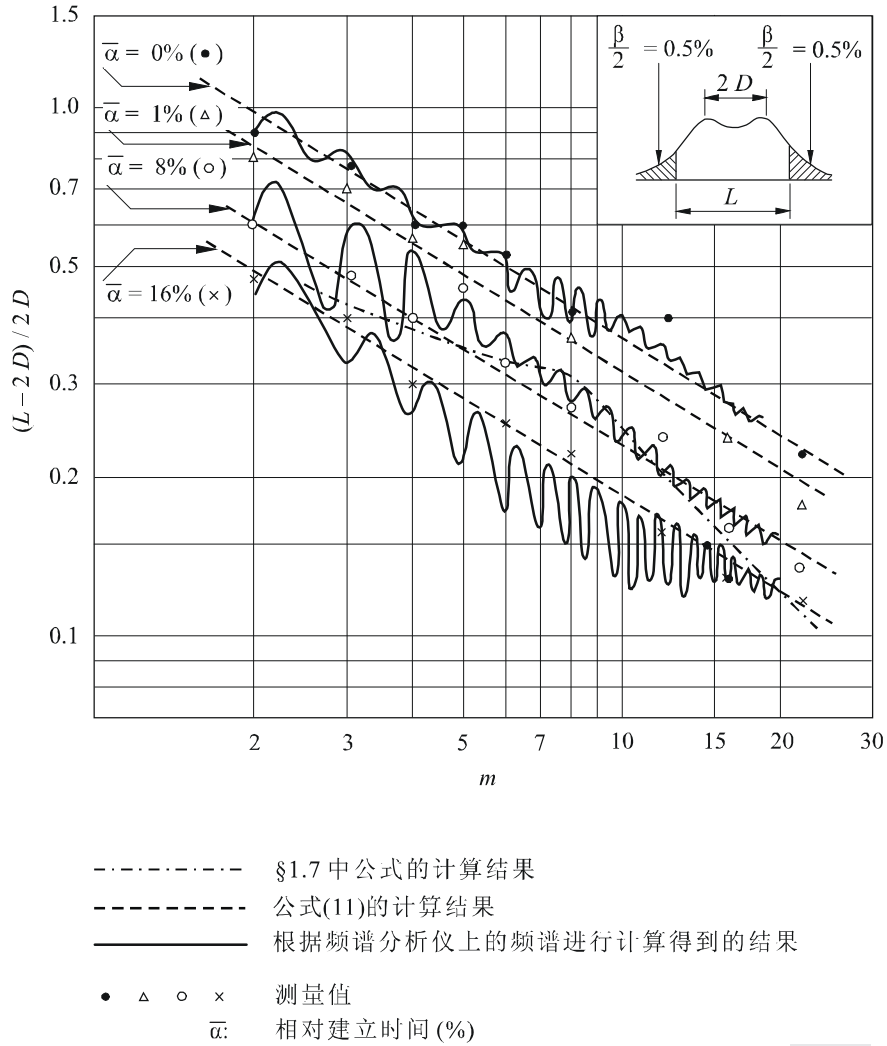
使用公式 (11) 得到的结果与那些通过精确计算得到结果的相差的最大值如下：

- 3% 对于  $\bar{\alpha} = 0$ ;  $2 \leq m \leq 20$
- 9% 对于  $\bar{\alpha} = 0.08$ ;  $1.4 \leq m \leq 20$
- 10% 对于  $\bar{\alpha} = 0.24$ ;  $2 \leq m \leq 20$ 。

上面的列表显示出在保证一定的精度的条件下，可以使用公式（11）的范围。表示的百分比对应  $m$  的下限，上限对应的误差百分比更小。

最后，图 16 表示计算的结果和采用不同的方法测量的占用带宽。

图 16  
计算结果与测量得到的占用带宽的比较



0328-16

### 1.4 滤波器对电报信号的整形

见附件 1 的 § 3。但是，如果要求发射机在两个以上的频率上工作，使用最小过冲滤波器不是必须的，例如在四频同向双工的情况下。

### 1.5 邻道干扰

见附件 1 的 § 1.6。

## 1.6 信号的建立时间

接近§ 1.8 中所述的限制曲线带外频谱，对应的建立时间大约等于电报中点的初始持续时间的 8%，即大约  $1/12 B$ ，前提条件是使用了合适的滤波器用于信号整形。

## 1.7 未整形信号的占用带宽

为了与§ 1.1 中的公式进行比较，需要指出，对于一系列相等的矩形（零建立时间）的传号和空号信号，其占用带宽由下面的公式给出：

$$2.6 D + 1.4 B \quad \text{在 } 2\% \text{ 以内, 对于 } 2 \leq m \leq 8$$

$$2.2 D + 3.1 B \quad \text{在 } 2\% \text{ 以内, 对于 } 8 \leq m \leq 20$$

## 1.8 带外频谱

如果横坐标采用对数单位来表示频率，纵坐标以分贝为单位来表示功率密度（dB），表示带外频谱的曲线应在两条包络恒定的直线之下，以每倍频程的分贝值表示，这两条直线的起点为必要带宽的边界频率，终点为-60 dB。终点之外，该曲线应在-60 dB 之下。两条直线的起点坐标和它们的斜率是调制指数  $m$  的函数，在表 4 中给出。

表 4

调制指数	起点坐标 (dB)	斜率 (dB/倍频程)
$1.5 \leq m < 6$	-15	$13 + 1.8 m$
$6 \leq m < 8$	-18	$19 + 0.8 m$
$8 \leq m \leq 20$	-20	$19 + 0.8 m$

0 dB 基准电平对应发射的平均功率。

在必要带宽的频率限值之上和之下，可允许的带外功率数量大约分别是总的辐射平均功率的 0.5%。

对于调制指数  $0.5 \leq m \leq 1.5$  的情况，代表带外频谱的曲线应在表 5 所给坐标点之下。

表 5

计算电平 $X$ (dB) 对应的 $B_x$ 的公式				
-20	-30	-40	-50	-60
$3\sqrt{m} \cdot B$	$4.1\sqrt{m} \cdot B$	$5.8\sqrt{m} \cdot B$	$8.1\sqrt{m} \cdot B$	$11\sqrt{m} \cdot B$

$m$ : 调制指数

$B$ : 调制速率。

对于频谱限制曲线上的每一个点，横坐标是相对带宽  $\pm B_x / 2 B$ ，纵坐标是相对电平  $X$ 。0 dB 基准电平是未调制载波的电平。

## 2 用于广播和无线电通信的调频发射

### 2.1 发射类别 F3E, 单声道声音广播

#### 2.1.1 必要带宽

必要带宽可以使用 ITU-R SM.1138 建议书中提供的公式计算:

$$B_n = 2 M + 2 D K \quad (12)$$

其中:

$B_n$ : 必要带宽

$M$ : 最高调制频率

$D$ : 射频载波的最大偏移量

$K$ : 系数, 如果满足  $D \gg M$ , 其值为 1。

#### 2.1.2 噪声调制的 F3E 类别发射的带外频谱

代表带外频谱的曲线应在表 6 给出的坐标点之下。

表 6

计算电平 $X$ (dB) 对应的 $B_x$ 的公式					有效调制指数 $m'$
-20	-30	-40	-50	-60	
$6 m' M$	$(6.7 m' + 2) M$	$(7.8 m' + 3) M$	$(8.4 m' + 4.4) M$	$(9 m' + 6) M$	$0.5 \leq m' \leq 1.3$
$6 m' M$	$(7 m' + 2) M$	$(7.8 m' + 4) M$	$(8.4 m' + 6) M$	$(8.8 m' + 8) M$	$m' > 1.3$

$m' = D/pM$ : 有效调制指数

$D$ : 峰值频偏

$p$ : 峰值系数

$M$ : 最高调制频率。

对于频谱限制曲线上的每一个点, 横坐标是相对带宽  $\pm B_x / 2 M$ , 纵坐标是相对电平  $X$ 。0 dB 基准电平是一个边带内的最大功率谱密度。

## 2.2 发射类别 F8E 和 F9E, 立体声声音广播

#### 2.2.1 必要带宽

必要带宽可以使用 ITU-R SM.1138 建议书中提供的公式, 即公式 (12) 计算。

## 2.3 发射类别 F3E, 窄带无线电通信

窄带调频用于通信目的。基本频谱需求由公式 (12) 给出, 但预加重的要求变化很大, 因此规定具体的参数是不现实的。

### 3 使用频分复用 (FDM) 的调频多路发射

使用频分复用 (FDM) 的调频多路发射的输出信号可以用白噪声调频信号来模拟。对于信道数量有限、每个信道都使用了频带分割加密设备的发射机的输出信号也适用。

本节阐述在不同的频偏程度下，使用白噪声调频的信号频谱的理论分析结果。对实际频谱的测量已经证实了这一结果。

在实际的通信系统中，调制指数既不是很大也不是很小的发射是很重要的。

#### 3.1 必要带宽

见 ITU-R SM.853 建议书 (必要带宽) 的 § 1: (多信道频分复用 — 频率调制 (FDM-FM) 发射)。

#### 3.2 频谱包络的形状

白噪声调频的信号的频谱功率谱  $p(f)$ ，可以使用下面的方法计算，需要考虑 ITU-R F.275 建议书中规定的预加重的影响。计算是基于调相信号的自相关函数的傅立叶变换。

$$R_s(\tau) = \frac{2\sigma^2}{f_{max}^2} \int_{\varepsilon}^1 \frac{\sin^2(\pi f_{max} \tau u)}{u^2} P_r(u) du \quad (13)$$

其中：

$f_{max}$ : 最高调制频率

$f_{min}$ : 最低调制频率

$\varepsilon = f_{min} / f_{max}$

$\sigma$ : 多信道频偏的均方根值

$P_r(u)$ : 预加重特性。

$$P_r(f/f_{max}) = C_0 + C_2 (f/f_{max})^2 + C_4 (f/f_{max})^4$$

$C_0 = 0.4, C_2 = 1.35, C_4 = 0.75$  (见 ITU-R SF.675 建议书)

$$p(f) = 2P_0 \int_0^{\infty} \exp[-R_s(\tau)] \cos(2\pi f \tau) d\tau \quad (14)$$

其中  $P_0$  是总功率。

当  $\sigma$  很大时，公式 (14) 的值主要由小的  $\tau$  值决定。在此情况下，可以近似认为  $R_s(\tau) = 2(\pi\sigma\tau)^2$ 。因此，频谱的包络可以用下面的高斯分布来近似：

$$p(f) = \frac{P_0}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma^2}\right) \quad (15)$$

在不同的调制指数下，对频谱的包络进行了理论计算。图 17 表示了  $\sigma / f_{max} \geq 0.5$  时的曲线， $\sigma / f_{max} < 0.5$  时的情况在图 18 中表示。这些曲线是在假定  $\epsilon = 0$  的情况下得到的。在实际应用中， $\epsilon$  不为零。在此情况下，在载波频率上会出现离散分量，因为在  $\tau$  值较大时，用 (13) 式计算得到的  $R_s(\tau)$  不是无穷大，而在  $\epsilon = 0$  时，则为无穷大。这一残留载波在调制指数较小时会更大（见 ITU-R SF.675 建议书）。因此，在图 18 中，在载波附近和  $f_{max}$  整数倍处的功率谱的形状可能会有一些差别。但是，假定  $\epsilon = 0$  对带外功率（图 19 和 20）的影响不明显。ITU-R SF.766 建议书显示了在实际应用中的不同的功率谱。



图 17

$\sigma/f_{max} \geq 0.5$  时的功率谱分布

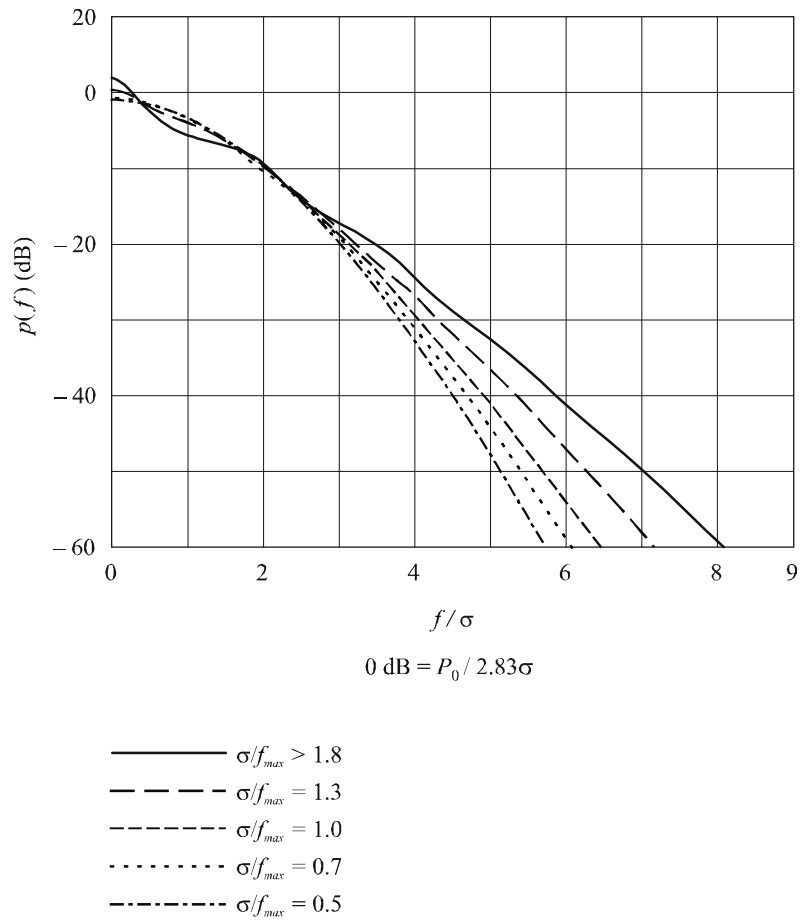
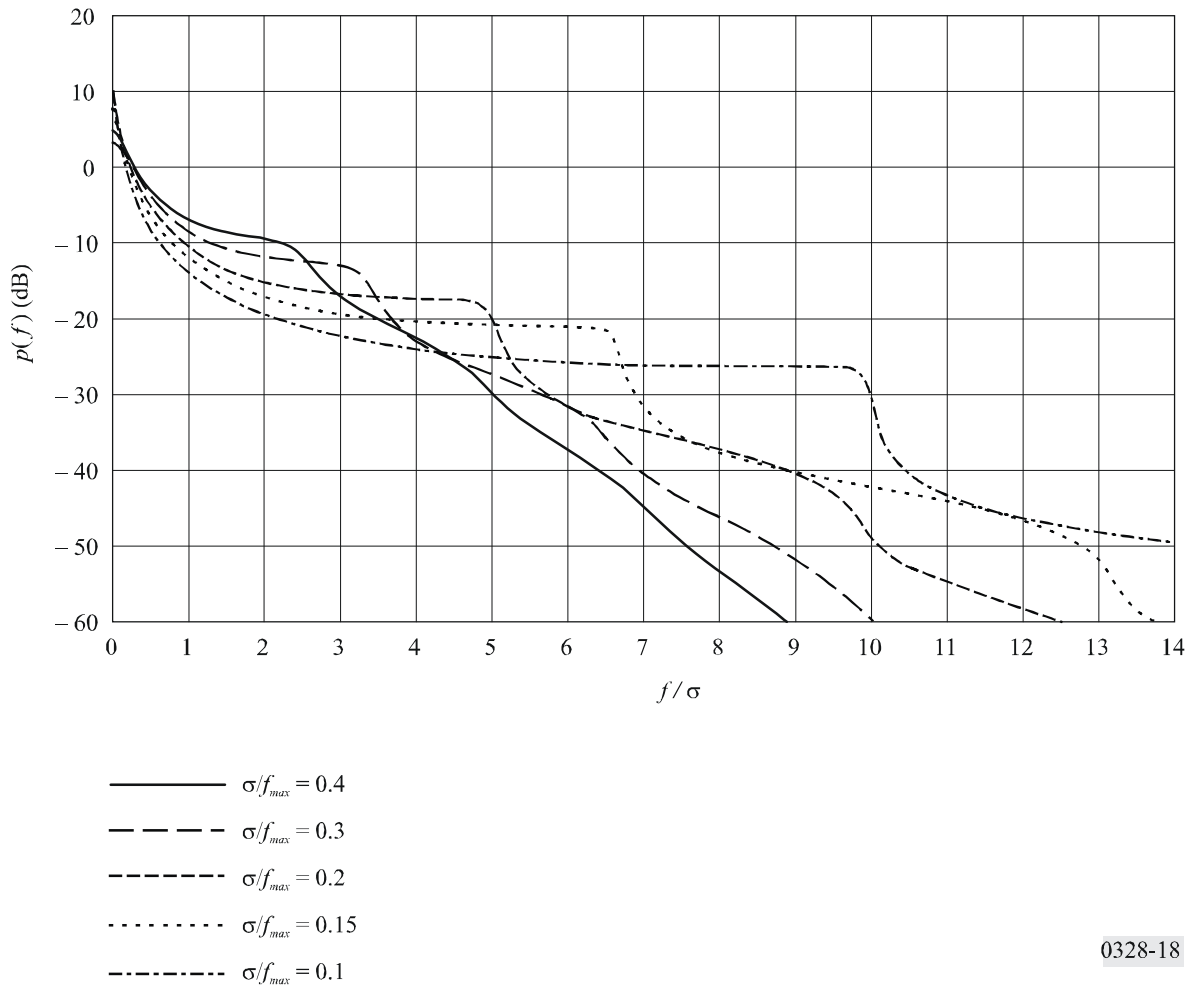


图 17 到图 20 使用了下列符号：

- $f_{max}$ : 带限噪声的最大频率
- $\sigma$ : 频偏的均方根值，即瞬时频率与算术平均值之差的均方根值
- $f$ : 与频谱中心的频率间隔
- $P_0$ : 发射的总功率
- $P'$ : 频谱中频率  $-f$  与  $+f$  之外的功率，即带外功率
- $\beta$ : 带外功率比  $P'/P_0$
- $p(f)$ : 频谱在频率  $f$  处的功率密度

图 18

 $\sigma/f_{max} < 0.5$  时的功率谱分布

0328-18

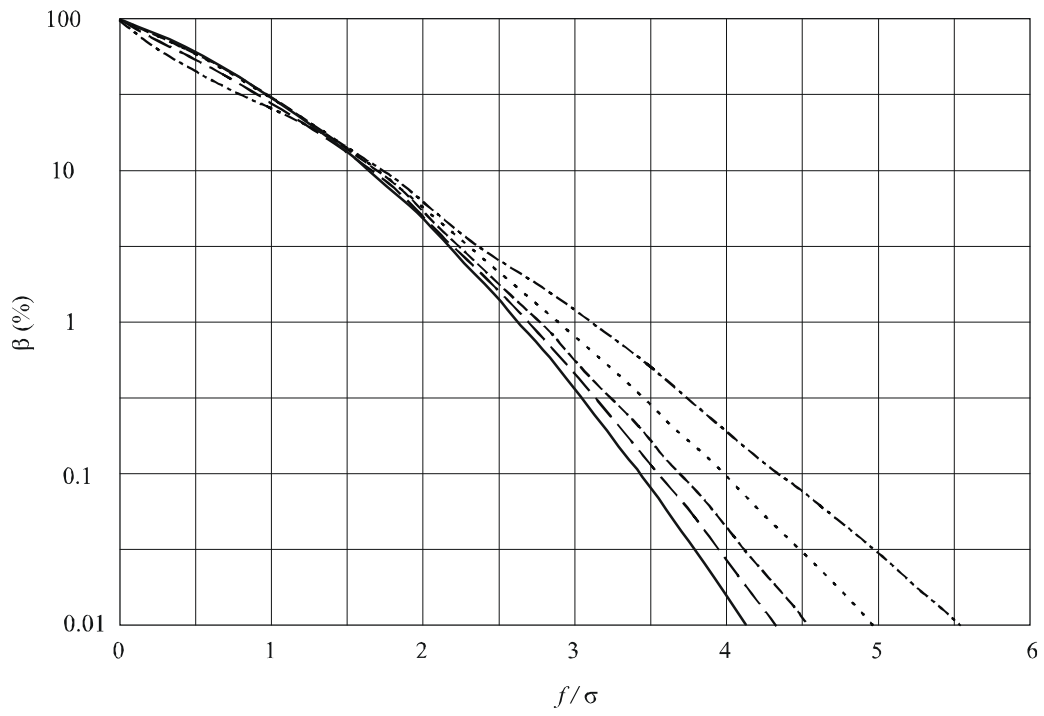
当  $f$  很大时，频谱衰减得非常快。但是，应当注意到，斜率不是无限制的连续的。因为发射机内部会产生噪声，频谱会有一个低限或下限值，它取决于输出级的射频类型。

### 3.3 带外功率

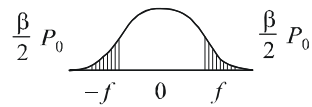
发射在频偏取其中值时的带外功率曲线如图 19 所示。这些曲线是对功率谱进行理论计算得到的。

图 19

$\sigma/f_{max} \geq 0.5$  时频谱的带外功率



- $\sigma/f_{max} = 1.8$
- - -  $\sigma/f_{max} = 1.3$
- - -  $\sigma/f_{max} = 1.0$
- .....  $\sigma/f_{max} = 0.7$
- · - · -  $\sigma/f_{max} = 0.5$

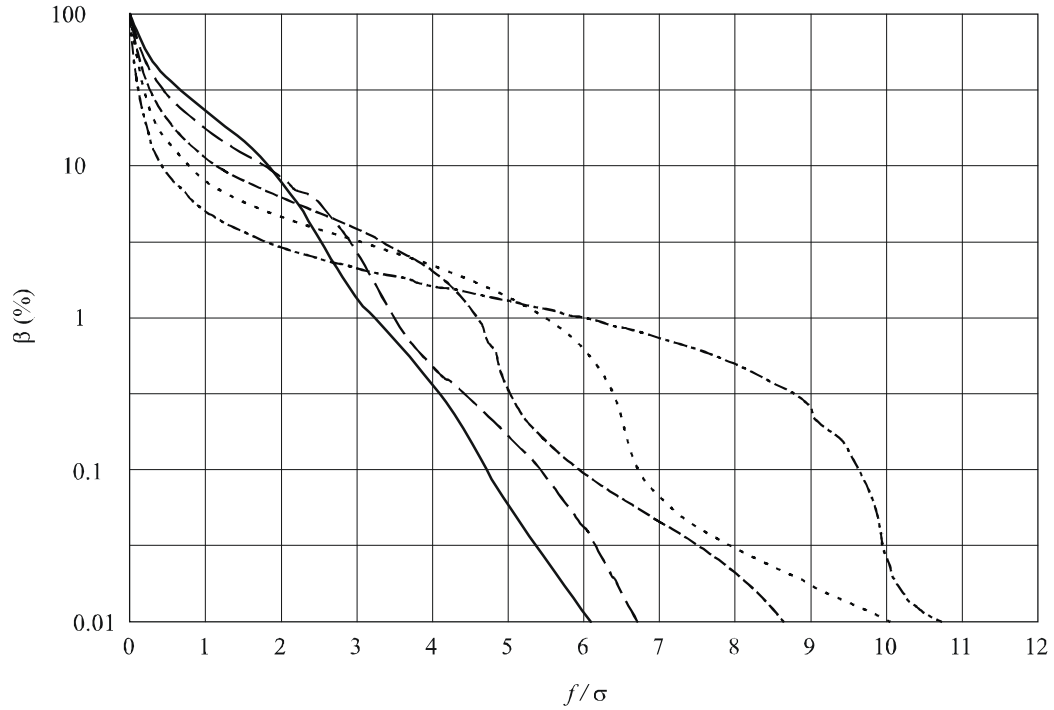


0328-19

与小频偏发射相关的曲线在图 20 中给出。该图形也是对功率谱进行理论计算得到的。

图 20

$\sigma/f_{\max} < 0.5$  时频谱的带外功率



- $\sigma/f_{\max} = 0.4$
- - -  $\sigma/f_{\max} = 0.3$
- · - ·  $\sigma/f_{\max} = 0.2$
- $\sigma/f_{\max} = 0.15$
- - - -  $\sigma/f_{\max} = 0.1$

## 附件 4

## 对标识为 G 类的发射的考虑

(相位调制)

## 目 录

	页码
1 发射类别 G1B (单信道调相电报) .....	45
1.1 必要带宽 .....	45
1.2 带外频谱 .....	45

## 1 发射类别 G1B (单信道调相电报)

## 1.1 必要带宽

必要带宽可以使用下面的公式计算：

$$B_n = K B$$

其中：

$B$ ：调制速率 (Bd)

$K = 5$ ，用于有衰落无线电链路

$K = 3$ ，用于无衰落无线电链路。

## 1.2 带外频谱

代表带外频谱的曲线应在表 7 给坐标点之下。

表 7

计算电平 $X$ (dB) 对应的 $B_x$ 的公式				
-20	-30	-40	-50	-60
$3 B$	$7 B$	$13 B$	$23 B$	$41 B$

对于频谱限制曲线上的每一个点，横坐标是相对频率  $\pm B_x / 2 B$ ，纵坐标是相对电平  $X$ 。0 dB 基准电平是未调制载波的电平。

## 附件 5

## 对标识为 J 类的发射的考虑

(单边带, 抑制载波)

## 目 录

		页码
1	用于电话和多路音频电报的单边带和独立边带的调幅发射 .....	46
1.1	引言 .....	46
1.2	白噪声调制的 J3E 和 J7B 类发射的频谱包络的形状 .....	47
1.2.1	表 8 第 1 项描述的测试 .....	49
1.2.2	表 8 第 2 项描述的测试 .....	51
1.2.3	表 8 第 3 项描述的测试 .....	51
1.2.4	表 8 第 4 项描述的测试 .....	52
1.2.5	表 8 第 5 项描述的测试 .....	53
2	发射类别 J3E, 单边带声音广播 .....	53

## 1 用于电话和多路音频电报的单边带和独立边带的调幅发射

### 1.1 引言

带有模拟信号的调幅发射的占用带宽和带外辐射在不同的程度上取决于多个因素, 如:

- 调制信号的类型;
- 决定发射机调制负载的输入信号的大小;
- 由发射机的音频级、中频以及末段调制级所使用的滤波器决定的通带;
- 在带外频谱的频率上的谐波失真和互调分量的幅度;
- 发射机内各种振荡器的相位噪声性能。

测量的结果也取决于使用的选择性测量设备的通带以及动态特性, 例如仪表的积分时间, 或取决于所使用的与选择性测量设备相连接的其他设备。

图 21 表示三种不同的情况下，对应规定的带外功率所占的百分比，用  $D_p$  表示的带宽。其中：

- $f$ : 带宽
- $D_p$ : 峰值频偏
- $f_{max}$ : 最高基带频率
- $\beta$ : 带外功率所占的百分比。

### 1.2 白噪声调制的 J3E 和 J7B 类发射的频谱包络的形状

本节阐述几个主管部门对发射类别为 J3E 和 J7B 的发射机的不同设计的测量结果。

发射机的主要特性和与测量有关的测试条件归纳在表 8 中。

图 21  
对应规定的带外功率所占的百分比，用  $D_p$  表示的带宽

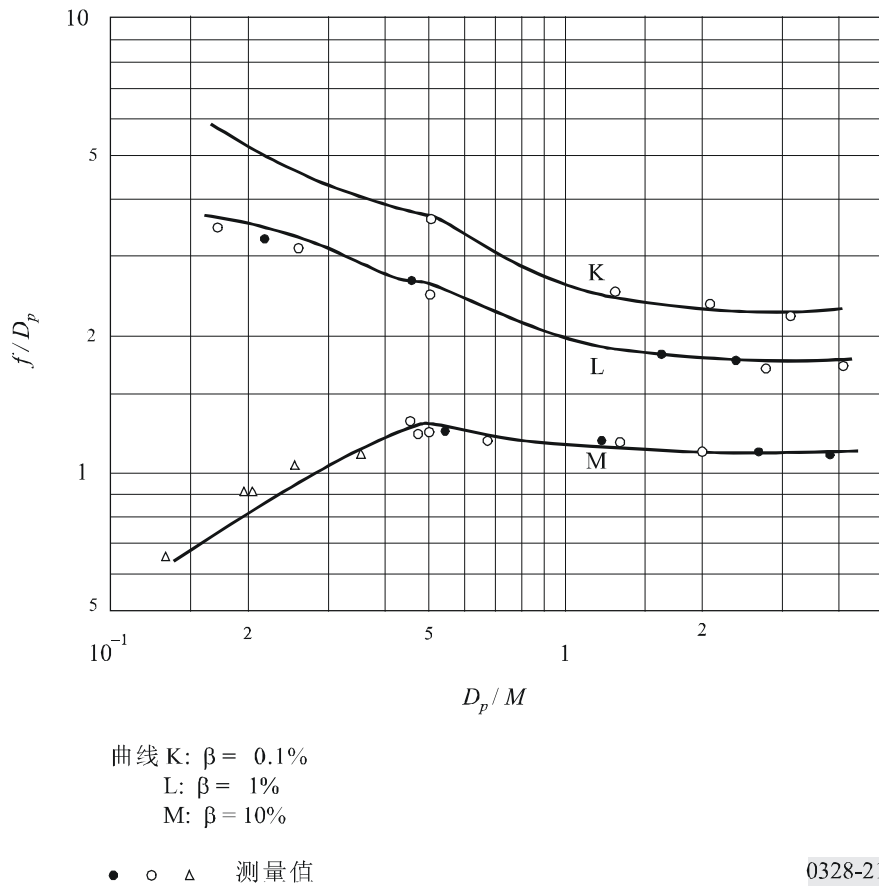


表 8

发射机的特性以及 J3E 和 J7B 发射的测量测试条件

项目编号	1	2	3	4	5
发射类别	J3E	J3E	J3E	J3E; J7B	J3E
发射机特性:			各种发射机		各种发射机
— 峰包功率 $P_p$ (双音) <sup>(1)</sup> (kW)	不同的值	0.150	2.5-30		几千瓦到几十千瓦
— 三阶互调失真 $\alpha_3$ <sup>(1)</sup> (dB)	不同的值	大约 -40	不同的值		
调制信号的类型:	白噪声	白噪声	白噪声	白噪声 加权噪声	白噪声
— 带宽	略小于 $B_p$ <sup>(2)</sup>	仅由 $B_p$ <sup>(2)</sup> 限制	仅由 $B_p$ <sup>(2)</sup> 限制		
发射类别	J3E	J3E	J3E	J3E; J7B	J3E
输入信号电平 <sup>(1)</sup> 调整到下面的值:					
— 在输入端, $P_m$ (噪声) <input type="checkbox"/>	$P_m$ (双音)		$P_m$ (双音)		
— 在输出端, $P_m$ (噪声) <input type="checkbox"/>				$0.25 P_p$ (两个噪声)	
— 在输出端, $P_p$ (噪声) <input type="checkbox"/>		$P_p$ (双音)			
测量设备的种类:		频谱分析仪	频谱分析仪		频谱分析仪
— 通带 (Hz)		300			$\leq 0.05 F$ <sup>(2)</sup>
频谱的形状	见图 23				见§ 1.2.5

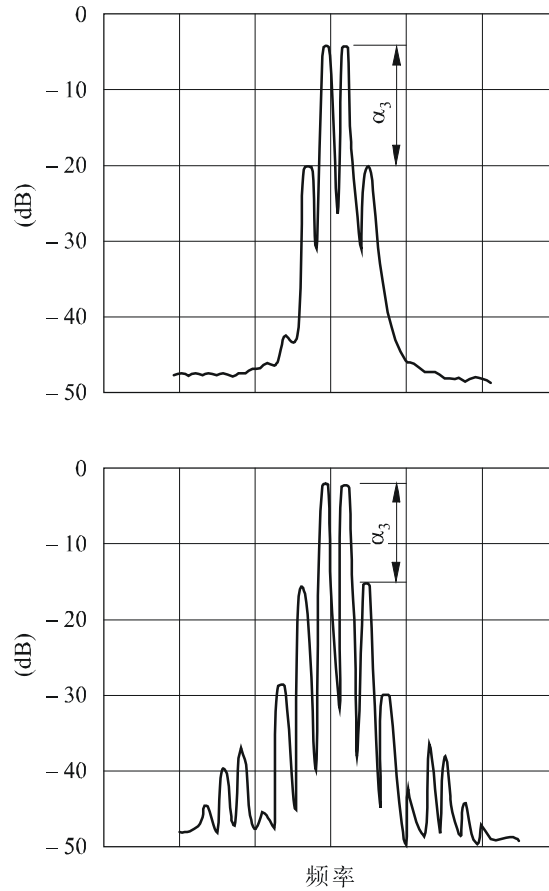
<sup>(1)</sup> 在所有的测试中, 首先用等幅的正弦信号对发射机进行调制 (见图 22), 接着, 根据 ITU-R SM.326 建议书中方法确定峰包功率  $P_p$  (双音), 以及三阶互调失真大小  $\alpha_3$ 。最后, 用一个噪声信号代替两个正弦信号, 调整电平, 达到“输入信号电平”所述的条件之一, 其中  $P_m$  表示平均功率,  $P_p$  表示峰包功率。

<sup>(2)</sup>  $B_p$  发射机内滤波器决定的通带,  $F$  是必要带宽。



图 22

两个正弦信号调制的 J3E 类发射的频谱包络



$\alpha_3$ : 三阶互调电平

0328-22

测量的结果总结如下。

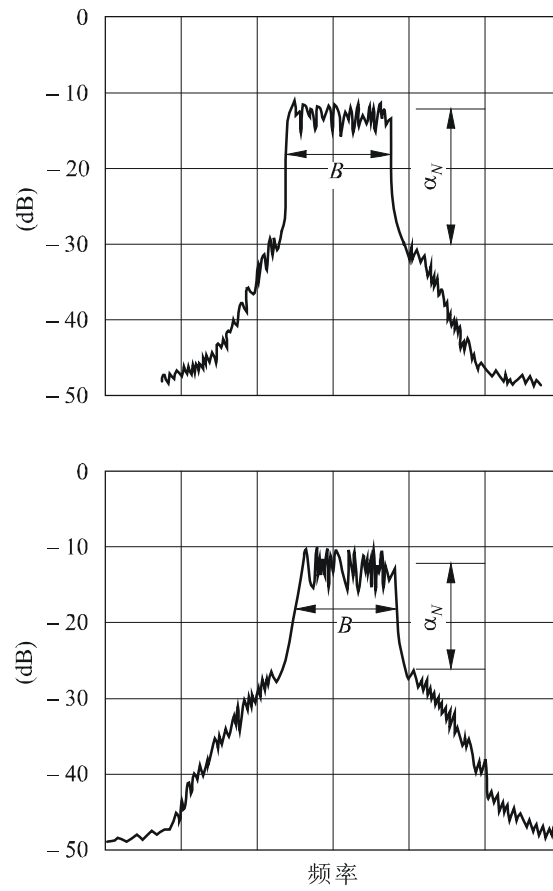
### 1.2.1 表 8 第 1 项描述的测试

假设发射机表 8 第 1 项所述的条件下工作，并且假设带外辐射主要是由末级调制器之后的射频级的互调引起的，则可以得出下列结论：

- 射频频谱的中心部分非常接近矩形，并且叠加在表示带外辐射的曲线之上，该曲线相对于中心频率对称地向两边扩展（见图 23）；

图 23

## 白噪声调制的 J3E 类发射的频谱包络



$\alpha_N$ : 见正文

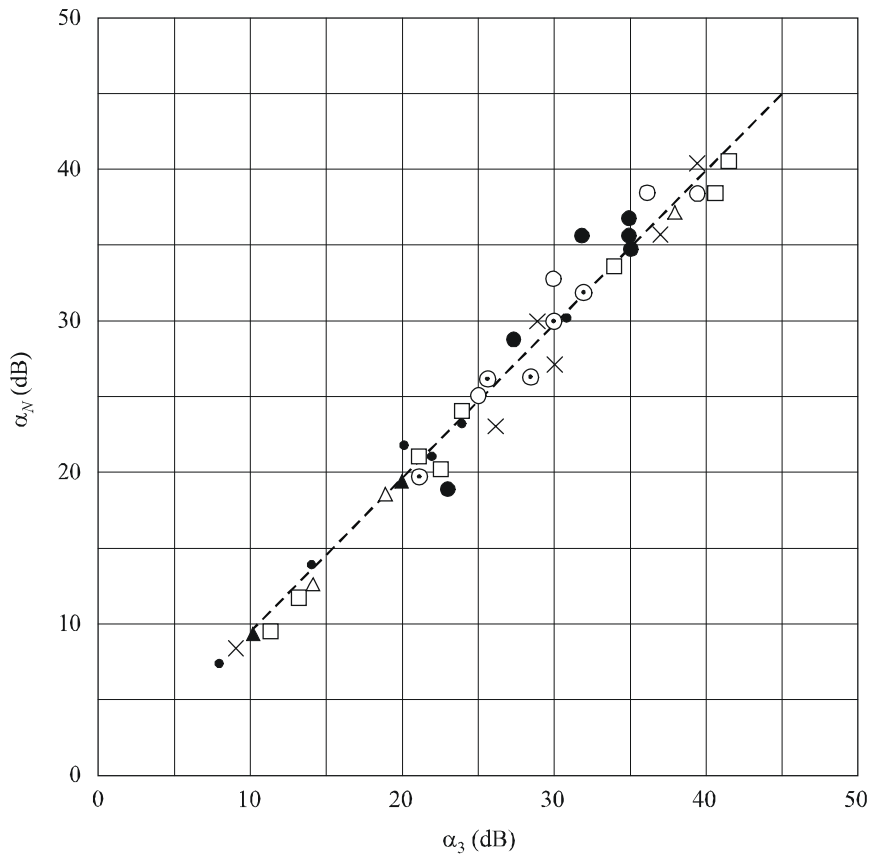
$B$ : 噪声信号的带宽

0328-23

- 频谱顶部平坦部分的电平与带外辐射起始部分电平的差值 $\alpha_N$ 通常等于三阶互调成分 $\alpha_3$ 的电平（见图 24）；

图 24

图 23 中不同的 $\alpha_3$  值对应的 $\alpha_N$  值



0328-24

- 代表带外辐射的曲线的斜率 (dB/Hz), 与输入端噪声信号的带宽  $B$  成反比;
- 斜率是不变的, 至少在带宽限值附近如此, 为每带宽  $B$  10 到 20 dB, 由失真的特性决定 (见图 25);
- 如果保证 $\alpha_3$  至少为 20 dB, 则发射占用的带宽等于主频谱的宽度。

可认为上述结论对于调制信号与白噪声相似的情况也是成立的, 例如使用了频带分割加密设备的电话发射以及多路音频电报发射。

### 1.2.2 表 8 第 2 项描述的测试

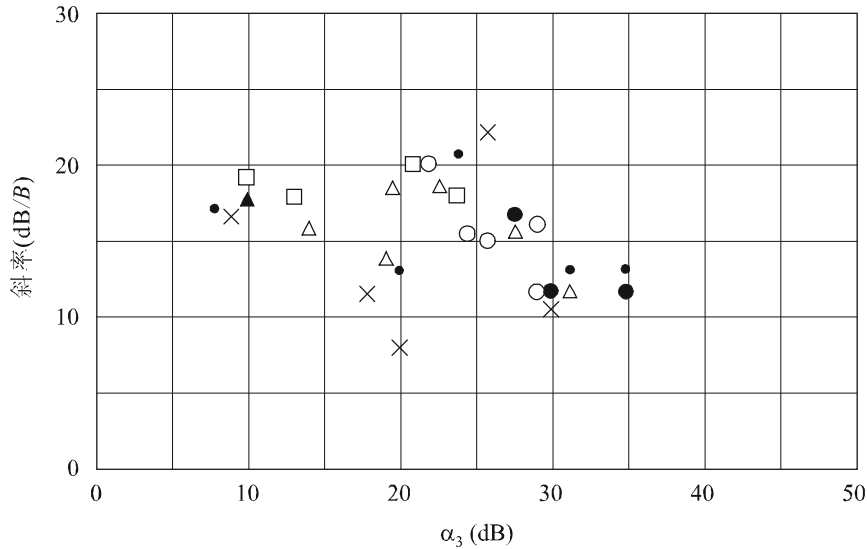
结果, 特别是带外辐射起始处的电平值, 与表 8 第 1 项以及表 3 第 1 项描述的测量的对应结果非常接近。

### 1.2.3 表 8 第 3 项描述的测试

这些测试中使用的发射机, 尽管设计和额定功率不同, 在末级使用可以输入栅极电流的三极真空管。

在一个系列测试中，加载到发射机的负载相当大，以便确定可能存在的栅极电流的影响。在这样的条件下，三阶互调失真电平 $\alpha_3$ 相当小，因此在带外辐射起始处的功率谱中电平 $\alpha_3$ 与电平 $\alpha_N$ 之间的差值相当大。

图 25

不同的 $\alpha_3$ 值对应的带宽附近的斜率值

0328-25

在第二个系列的测试中， $\alpha_N$ 与 $\alpha_3$ 作为调制输入电平的函数来确定。对于更低的电平值，近似满足 $\alpha_3 = \alpha_N$ 的关系。

此外，在表 8 中第 3 项所述的调制条件下，噪声调制的射频信号的平均功率与两个正弦信号射频信号的平均功率相比，大约高 1 dB。这导致在相当长的时间百分比内会超过峰值包络功率。这个条件不符合实际业务中真实情况，而且进一步发实验表明有必要调整噪声信号的电平，使其比上述测试中使用的噪声低 2-3 dB。

#### 1.2.4 表 8 第 4 项描述的测试

表 8 第 4 项所述的调整，对于发射类别为 J3E 的发射机和发射类别为 J7B 的发射机都适用。在此情况下，对射频信号的功率而言，满足下述关系：

$$P_m(\text{噪声}) = 0.5 P_m(\text{双音}) = 0.25 P_p(\text{双音}) \quad (16)$$

在此条件下，噪声调制信号的包络超过额定峰包功率对应值的时间不会超过 2%。

对于发射类别为 J3E 的发射机，如果噪声信号是加权的，可以进行相同的调整。

### 1.2.5 表 8 第 5 项描述的测试

如果横坐标采用对数单位来表示频率，假设基准频率与必要带宽  $F$  的中心一致，并且纵坐标表示功率密度 (dB)，表示发射类别为 J3E、额定功率不同的一些发射机产生的带外频谱的曲线应在两条直线之下，这两条直线的起点为  $(+0.5 F, 0 \text{ dB})$ ，或是  $(-0.5 F, 0 \text{ dB})$ ，终点分别为  $(+0.6 F, -30 \text{ dB})$  或  $(-0.6 F, -30 \text{ dB})$ 。终点之外，该曲线下降到  $-60 \text{ dB}$  之下，在两条直线之下的曲线，从终点开始，斜率为每倍频程  $12 \text{ dB}$ 。

## 2 发射类别 J3E，单边带声音广播

参照《无线电规则》附录 11 (HF 广播业务中双边带 (DSB) 和单边带 (SSB) 系统规范) 的 B 部分 (单边带 (SSB) 系统)。

## 附 件 6

### 数 字 调 相

#### 目 录

	页码
1 二进制相移键控 (BPSK) 和四相相移键控 (QPSK) .....	54
1.1 方案的描述 .....	55
1.2 功率谱和近似占用带宽 .....	55
1.3 脉冲整形函数的影响 .....	58
1.4 实际实现 .....	61
2 连续相位调制 (CPM) .....	61
2.1 系统描述 .....	61
2.2 频谱 .....	62
2.3 占用带宽 .....	63
3 高斯最小频移键控 (GMSK) .....	64
3.1 基本公式 .....	64
3.1.1 滤波 .....	64
3.1.2 输出相位 .....	65
3.1.3 调制 .....	65

3.2	特性和特点 .....	65
3.2.1	频谱 .....	65
3.2.2	占用带宽 .....	66
3.2.3	眼图 .....	67
3.3	实际的考虑 .....	69
4	<i>M</i> 阶 QAM、 $\pi/4$ QPSK 以及 $\pi/4$ DQPSK 调制 .....	69
4.1	<i>M</i> 阶 QAM 调制 .....	69
4.1.1	已调信号 .....	69
4.1.2	功率谱密度 .....	70
4.1.3	带宽 .....	70
4.2	$\pi/4$ QPSK 和 $\pi/4$ DQPSK 调制 .....	70
4.2.1	已调信号 .....	70
4.2.2	功率谱密度 .....	71
4.2.3	带宽 .....	71
5	正交频分复用 (OFDM) .....	71
5.1	基本思想 .....	71
5.2	OFDM 调制方案 .....	72
5.3	一个 OFDM 系统 .....	73
5.4	有用数据载波 .....	74
5.5	频谱特性 .....	74
5.6	非线性的影响 .....	75
6	扩频 .....	77

## 1 二进制相移键控 (BPSK) 和四相相移键控 (QPSK)

BPSK 和 QPSK 的优势在于在一定的信噪比 ( $S/N$ ) 下的误码率低。它们应用在接收到的信噪比不是很好的系统中, 或很难采用相干解调的情况下。

这里介绍 BPSK 调制方案的特点和频谱功率密度, 对 QPSK (以及 8-PSK) 中也同样适用, 同时介绍脉冲形状及其对带外发射的影响。

## 1.1 方案的描述

在二进制 PSK 系统中，符号“1”和“0”用两个信号  $s_1(t)$  和  $s_2(t)$  表示：

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (17)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad \text{对于 } 0 \leq t \leq T_b \quad (18)$$

其中：

$E_b$ ： 每比特发射信号的能量

$f_c$ ： 载波频率。

这两个信号称为对应信号。

在 BPSK 中，需要一个单位能量的基本函数来描述信号：

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad \text{对于 } 0 \leq t \leq T_b \quad (19)$$

因此这种调制表征为单维的信号空间 ( $N=1$ ) 和两个信息点 ( $M=2$ )。

## 1.2 功率谱和近似占用带宽

如下可导出频谱功率密度的表示：

信号可以用同相分量和正交分量：

$$\begin{aligned} s(t) &= s_I(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q \sin(2\pi f_c t) \\ &= \operatorname{Re} [g(t) \exp(j2\pi f_c t)] \end{aligned} \quad (20)$$

用复包络  $g(t)$  的基带功率谱密度  $S_B(f)$  来衡量信号  $s(t)$  的功率谱。 $S_B(f)$  通过下面的关系式与信号  $s(t)$  的功率谱密度相关联：

$$S_s(f) = \frac{1}{4} [S_B(f - f_c) + S_B(f + f_c)] \quad (21)$$

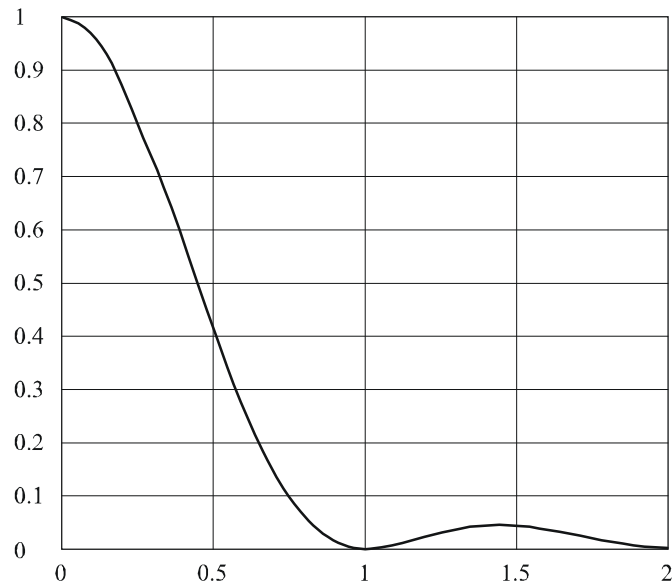
对于 BPSK，同相分量等于  $\pm g(t)$ （正交分量等于零）：

$$g(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} & \text{对于 } 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (22)$$

而其幅度平方的傅立叶变换除以符号宽度得到基带功率密度，如图 26 所示：

$$S_B(f) = \frac{2E_b \sin^2(\pi T_b f)}{(\pi T_b f)^2} = 2E_b \operatorname{sinc}^2(T_b f) \quad (23)$$

图 26  
BPSK 频谱



0328-26

BPSK 是  $M$  进制 PSK 信号的特例,  $M$  进制 PSK 信号具有下面的形式:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}(i-1)\right) \quad \text{对于 } i=1, 2, \dots, M \quad (24)$$

相干  $M$  进制 PSK 的平均误符号率为:

$$P_e \approx \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \quad (25)$$

其中:

$$\operatorname{erfc}(x) = \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$$

公式 (25) 的完整形式如下所示:

$$P_e = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right) - Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}, \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}; -\cos \frac{2\pi}{M}\right)$$

其中:

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$$



和

$$Q(x, y; \rho) = \frac{1}{2\pi\sqrt{1-\rho^2}} \int_x^\infty \int_y^\infty \exp\left[-\frac{u^2 + v^2 - 2\rho uv}{2(1-\rho^2)}\right] dudv$$

基带功率谱密度为:

$$S_B(f) = 2E \text{sinc}^2(Tf) = 2E_b \log_2 M \text{sinc}^2(T_b f \log_2 M) \tag{26}$$

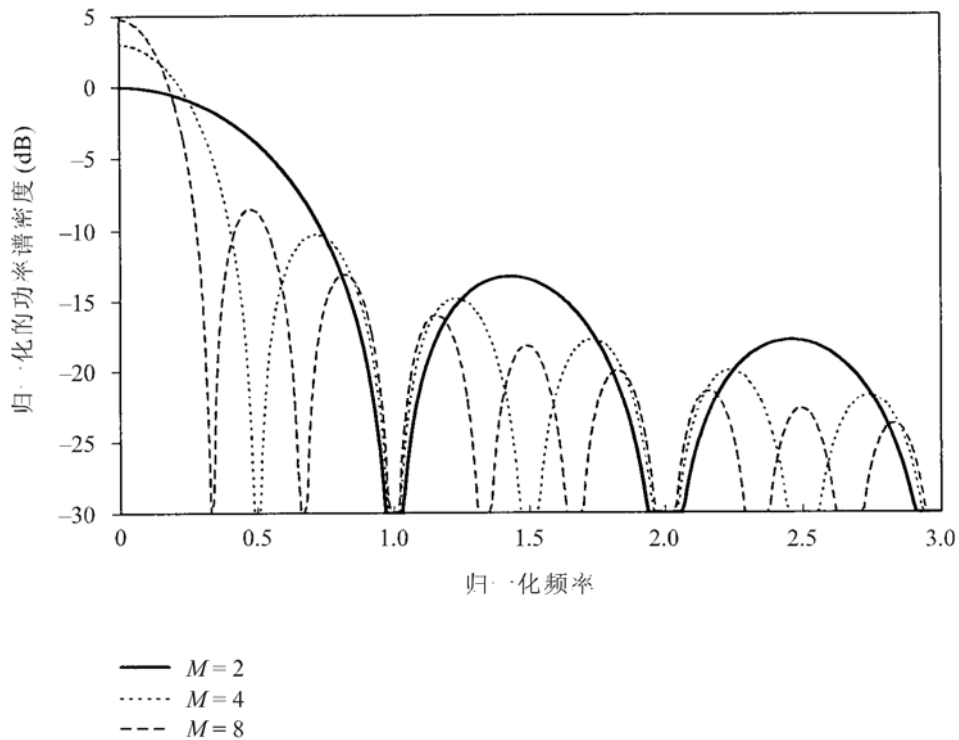
其中:

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$$

在  $M=2, 4, 8$  时,  $M$  进制信号的功率谱如图 27 所示。当  $M=2$  时, 我们得到 BPSK 的频谱; 当  $M=4$  时, 我们得到 QPSK 的频谱, 对于  $M=8$ , 我们得到 8-PSK 的频谱。

图 27

BPSK、QPSK 和 8-PSK 频谱



0328-27

根据  $\beta=1\%$  的判据计算 QPSK 信号的占用带宽约为  $\frac{6}{T_b}$ , 以 MHz 计, 其中  $T_b$  为一个比特时间段 ( $\mu\text{s}$ )。

### 1.3 脉冲整形函数的影响

对于下面形式的脉冲，计算出前面导出的调制频谱：

$$g(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} & \text{对于 } 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (27)$$

我们看到得到的频谱是无穷的。

图 28 说明通过带限信道的实际发射方法。

图 28  
通过带限信道进行发射



0328-28

带限信道截掉了  $G(f)$  的高阶副瓣，导致  $h(t)$  在  $t = kT, k \neq 0$  处出现非零值。这种码间串扰 (ISI) 效果使接收变得更加困难。

为了避免码间串扰，在设计发射滤波器时必须遵守下面的条件 (奈奎斯特定理)：

$x(t)$  要满足的充分和必要条件是：

$$x(nT) = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad (28)$$

是它的傅立叶变换  $X(f)$  满足：

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} X(f + m/T) = T \quad (29)$$

一个满足奈奎斯特准则的非常著名的脉冲形式是升余弦，它具有下面的特性：

$$X_{rc}(f) = \begin{cases} T & \text{对于 } 0 \leq |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ T/2 \left\{ 1 + \cos \left[ \frac{\pi T}{\beta} \left( |f| - \frac{1-\beta}{2T} \right) \right] \right\} & \text{对于 } \frac{1-\beta}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0 & \text{对于 } |f| \geq \frac{1+\beta}{2T} \end{cases} \quad (30)$$

参数 $\beta$ ，定义为滚降系数，在 0 到 1 之间。它决定升余弦滤波器占用的带宽。选择较大的 $\beta$ 值使滤波器实现起来容易一些，但增加了占用带宽。

这种滤波器在发射机端和接收机端是同样分布的。发射脉冲的形状由其频谱定义：

$$G_T(f) = \sqrt{X_{rc}(f)} e^{-j2\pi f t_0} \quad (31)$$

其中  $t_0$  是延迟。

在理想情况下，发射信号的频谱是严格带限的，不需要考虑带外发射的问题。在实际实现滤波器时，由于非线性和其他原因，会出现副瓣。

在本文中只研究这些原因中的一个：

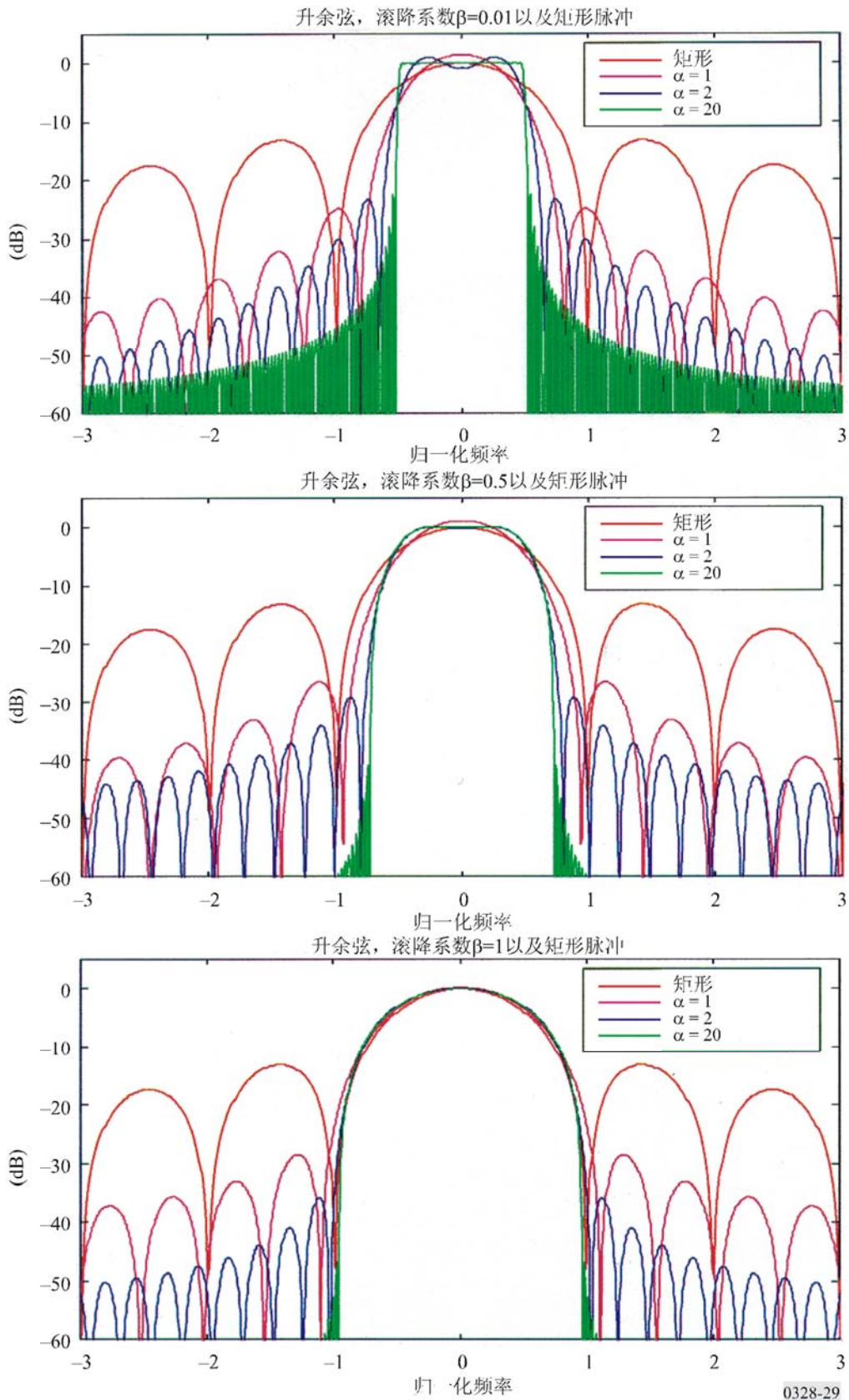
上述频谱对应的  $g_T(t)$  在时域上是无穷的，在实际中这是不可能实现的。如果我们将脉冲通过一个时间窗：

$$w(t) = \begin{cases} 1 & \text{对于 } |t| \leq \alpha T \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (32)$$

则出现副瓣。图 29 表示出了在不同的开窗大小 ( $\alpha = 1; 2; 4$ ) 以及不同滚降 ( $\beta = 0.01; 0.5; 1$ ) 下，此窗口的效果。

图 29

频谱的滚降系数=0.01、0.5 和 1



## 1.4 实际实现

BPSK 和 QPSK 在滤波后表现出很大的幅度变化,而在未经滤波的情况下其包络是恒定的。对于滤波后的 PSK,高功率放大器的任何非线性都会导致边带的重新出现。在实际中可以使用交错 QPSK (OQPSK) 调制来减少这种现象,这是通过正交分量和包络变化的减小来实现的。

## 2 连续相位调制 (CPM)

CPM 是一种很有吸引力的调制方案,因为它兼有频谱效率高和对非线性不敏感的特点。可能的实现方式是多种多样的,包括经典的最小频移键控 (MSK) 和受控调频 (TFM) 方式。连续相位调制都是恒包络调制。

在以下的段落中将阐述一类适合多状态信令的 CPM 信号。

### 2.1 系统描述

输入二进制数据的比特宽度为  $T_b$ ,  $N$  个比特为一组,其总的宽度为  $T_s = NT_b$ 。每个  $N$  位数据组与一个  $M(M = 2^N)$  进制字符集中的符号  $a_k$  相对应。在调制器中,用长度为  $L$  个符号的调频脉冲  $g(t)$  对符号进行整形 (部分响应调制),有意引入码间串扰。从脉冲整形电路输出的信号由下式给出:

$$b(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(t - kT_s) \quad (33)$$

调频后,恒定包络的 CPM 信号可用下式表示:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \varphi(t) + \varphi_0) \quad (34)$$

其中:

$E_b$ : 每比特的能量

$f_c$ : 载波频率

$\varphi_0$ : 任意的恒定相位

$\varphi(t)$ : 携带信息的相位:

$$\varphi(t) = 2\pi h \int_{-\infty}^t b(\tau) d\tau = 2\pi h \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k q(t - kNT_b) \quad (35)$$

这里  $h$  是调制指数,  $q(t)$  是归一化的整形脉冲,与  $g(t)$  相关并且:

$$\begin{aligned} q(t) &= 0 && \text{对于 } t \leq 0 \\ q(t) &= 1/2 && \text{对于 } t \geq LT_s \end{aligned} \quad (36)$$

当  $0 < t \leq LT_s$  时，在实际的实现中， $q(t)$  可以用多项式表示为简化的形式：

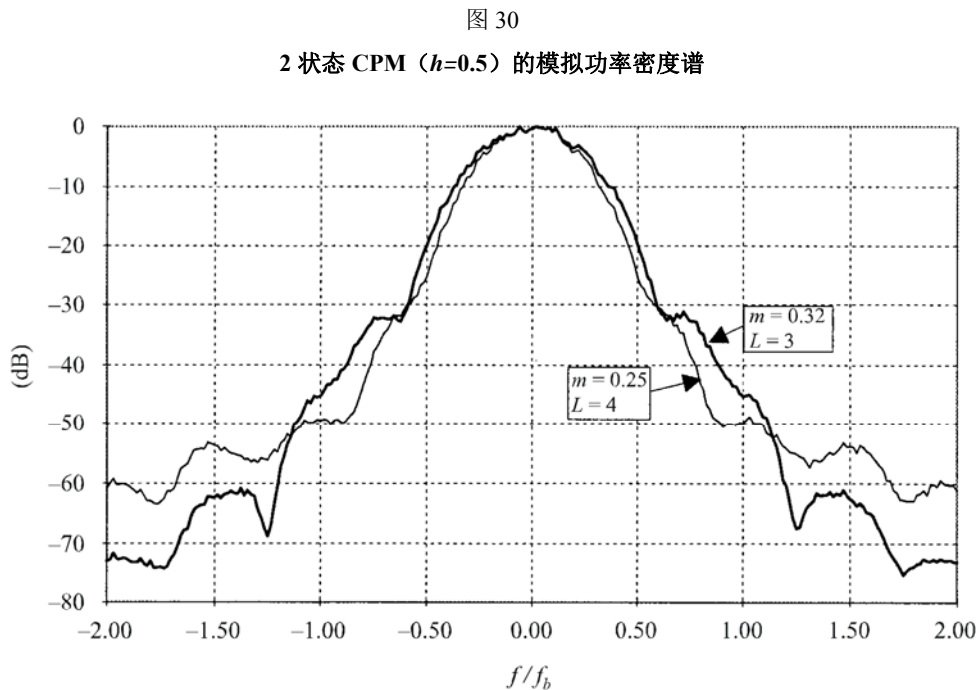
$$q(t) = \frac{1}{4} + m \left( \frac{t}{T_s} - \frac{L}{2} \right) + \frac{5-8mL}{L^3} \left( \frac{t}{T_s} - \frac{L}{2} \right)^3 + \frac{16mL-12}{L^5} \left( \frac{t}{T_s} - \frac{L}{2} \right)^5 \quad \text{对于 } 0 < t \leq LT_s \quad (37)$$

其中  $m, L$  (符号内整形脉冲的宽度) 为设计参数。

对于 2 状态调制 ( $M=2$ )  $h=0.5$  是最合适的。此外，如果取  $m=0.25$  和  $L=4$ ，使用  $h=0.5$  可以得到对经典的 TFM 调制的最佳近似。

## 2.2 频谱

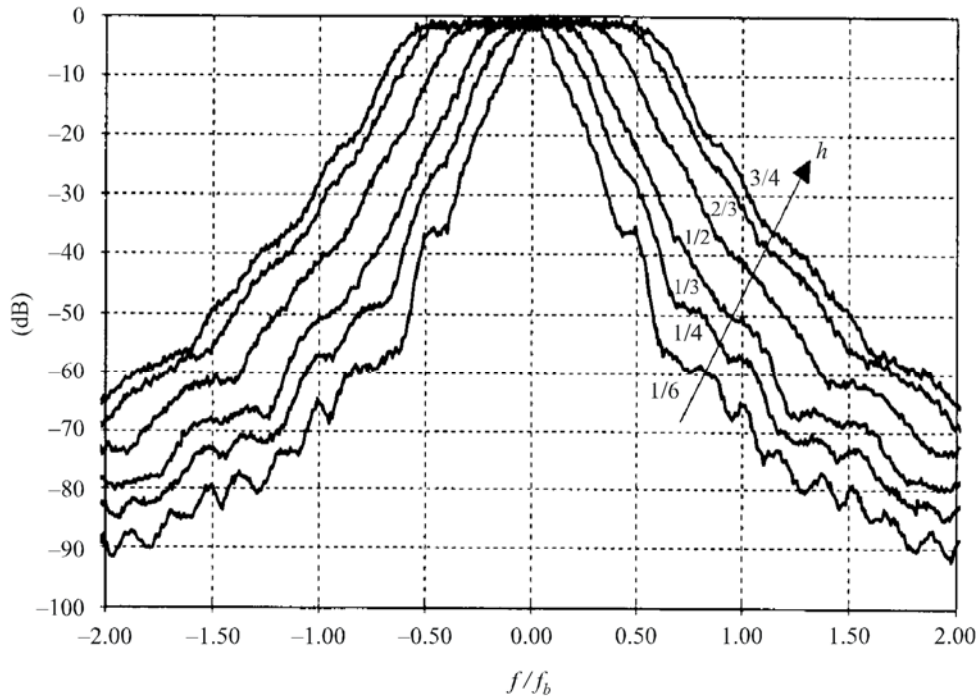
图 30 分别显示了  $h=0.5$  时，2 状态调制在 ( $L=3, m=0.32$ ) 以及 ( $L=4, m=0.25$ ) 这两种情况下模拟的功率密度谱。幅度为频带中间的值，用 dB 表示，频率用比特率  $f_b$  表示。



0328-30

图 31 表示在  $m=0.49, L=2$  以及不同的调制指数下，4 状态调制的模拟功率密度谱 ( $M=4$ ) (等效于 2RC: 升余弦频率脉冲展宽到两个符号的宽度)。幅度为频带中间的值，用 dB 表示，频率用比特率  $f_b$  表示。

图 31  
4 状态 CPM 的模拟功率密度谱 (2RC 脉冲)



0328-31

频谱取决于在实际实现中使用的基带滤波器。

### 2.3 占用带宽

表 9 和表 10 分别给出了在图 30 和图 31 表示的两种情况下, 总的双边射频频谱上 95%和 99%处的占用带宽。带宽值用比特率表示。

表 9

2 状态 CPM,  $h = 0.5$

$B/f_b$	$L = 3, m = 0.32$	$L = 4, m = 0.25$
99%	0.87	0.80
95%	0.69	0.62

表 10

4 状态 CPM, 2RC 脉冲

$B/f_b$	$h = 1/6$	$h = 1/4$	$h = 1/3$	$h = 1/2$	$h = 2/3$	$h = 3/4$
99%	0.51	0.63	0.79	1.05	1.32	1.44
95%	0.35	0.48	0.59	0.86	1.11	1.24

### 3 高斯最小频移键控 (GMSK)

GMSK 是非常经典的数字调制方案 MSK 的扩展和改进。

MSK, 也成为快速频移键控 (FFSK), 是连续相位频移键控 (CPFSK) 的一个特例, 其偏移率等于 0.5。

但是 MSK 也等效于 OQPSK 的一种形式, 在这种形式下, 符号脉冲的形状是半周期正弦而不是基本的未滤波的矩形脉冲。

MSK 调制的射频载波的包络是恒定的, 很少会受发射的非线性设备的影响而出现恶化 (MSK 是一种频率调制)。因此 MSK (与 QPSK 类似) 也可以定义为一种线性调制方案, 它具有对映符号脉冲并且允许相干鉴别, 这就是说具有最佳的抗无用噪声和干扰的能力。

在 20 世纪 70 年代末和 80 年代初进行了很多研究和开发 (R&D) 来改善这一基本的调制方案, 目标和限制条件如下:

- 高效的带宽利用 (占用带宽窄并且有适当的频谱纯度);
- 振幅恒定 (发射机易于实现, 合适的功率效率, 产生互调产物的风险最小);
- 误比特率特性恶化小 (与线性对映调制方案尽可能接近);
- 易于实现 (调制器和解调器的处理)。

事实上, 前面四条要求多多少少是不相容, 这些研究的主要目标是得到一个好的折衷设计。GMSK 是这些研究和开发的一个成果, 并且从 90 年代开始在陆地移动业务中已经得到广泛的应用。

#### 3.1 基本公式

##### 3.1.1 滤波

调制数据的值 ( $d_i$ ) 用狄拉克脉冲表示, 通过一个线性滤波器, 滤波器的脉冲响应的定义如下:

$$g(\tau) = h(\tau) * \text{rect}(\tau/T) \quad (38)$$

其中函数  $\text{rect}(x)$  由下式定义:

$$\begin{aligned} \text{rect}(\tau/T) &= 1/T && \text{对于 } |\tau| < T/2 \\ \text{rect}(\tau/T) &= 0 && \text{其他} \end{aligned} \quad (39)$$

并且 (\*) 表示卷积。

$h(t)$  由高斯密度函数定义为:

$$h(\tau) = \exp\left(-\frac{\tau^2}{2\sigma^2 T^2}\right) / (\sigma T \sqrt{2\pi}) \quad (40)$$

其中:

$$\sigma = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi BT} \quad (41)$$



其中：

$\ln$ : 自然对数 (底= $e$ )

$B$ : 滤波器的 3 dB 带宽, 滤波器的脉冲响应为  $h(\tau)$

$T$ : 一个输入数据脉冲的宽度。

$BT$  是定义 GMSK 调制类型的参数。 $BT = \infty$  对应 MSK。在实际中使用的  $BT$  值比 1 小。

$$BT(\text{DECT}) = 0.50$$

$$BT(\text{GSM/DCS/PCS}) = 0.30$$

$$BT(\text{Tetrapol}) = 0.25$$

### 3.1.2 输出相位

已调载波的相位为：

$$\varphi(t) = \sum_i \left( d_i \frac{\pi}{2} \int_{-\infty}^{t-iT} g(\tau) d\tau \right) \quad (42)$$

其中  $d_i$  (信息比特) =  $\pm 1$ 。

### 3.1.3 调制

已调 RF 载波可以表示为：

$$x(\tau) = \sqrt{2P} \cos(2\pi f\tau + \varphi(\tau) + \varphi_0) \quad (43)$$

其中：

$P$ : 载波功率

$f$ : 中心频率

$\varphi(\tau)$ : 已调相位

$\varphi_0$ : 恒定随机相位。

## 3.2 特性和特点

根据前面的定义, GMSK 是一个恒定包络的调制方案。以下总结以一下 GMSK 作为  $BT$  值函数的一些特性。

考虑  $BT = 0.5$ 、 $0.3$ 、 $0.25$  和  $0.15$  的情况。

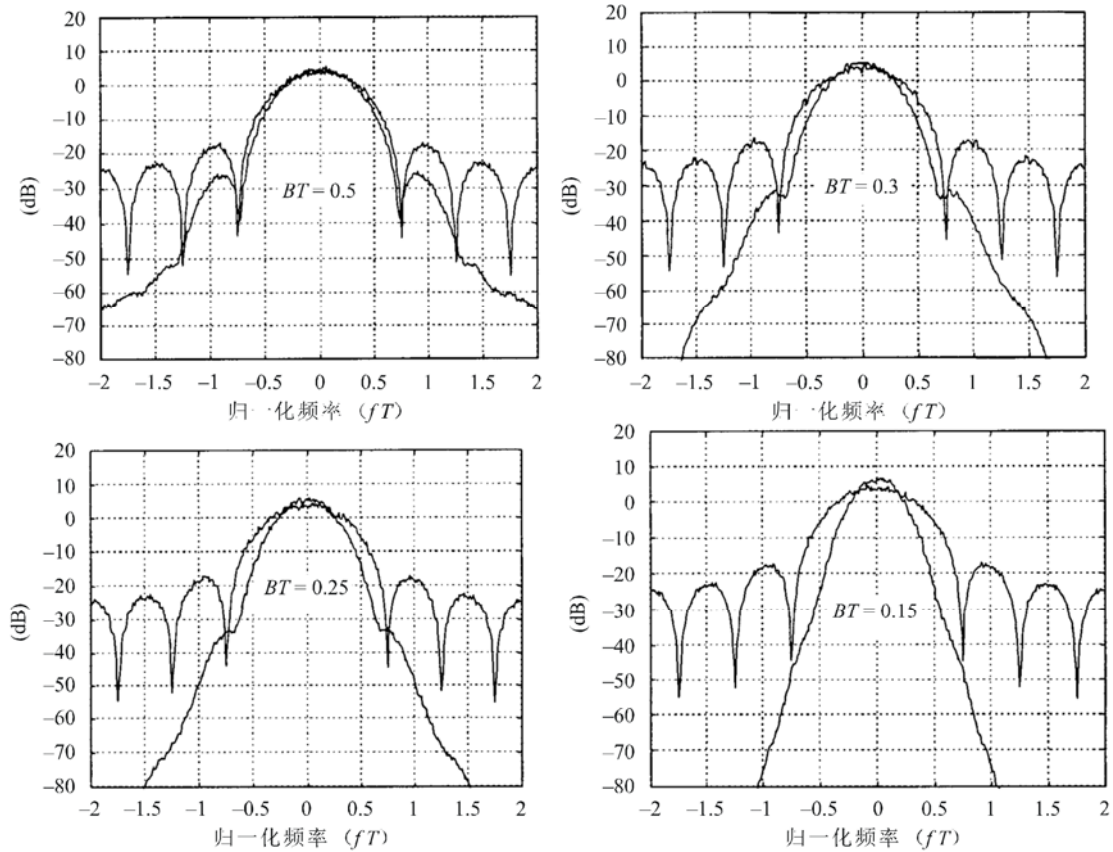
### 3.2.1 频谱

图 32 表示计算得到的功率密度谱 (dB), 它是与载波中心频率间隔的归一化频率值 ( $fT$ ) 的函数。

为了比较, 在每个图上还绘出了 MSK 频谱。

计算中使用了 10 000 随机调制数据值。

图 32

 $BT=0.5, 0.3, 0.25$  和  $0.15$  的 GMSK 频谱

0328-32

### 3.2.2 占用带宽

下面的表 11 给出了总的已调射频信号的  $(1-\beta)\%$  的占用带宽，单位也是  $fT$  (归一化频率)。这些值是根据前面的频谱计算得到的。

表 11  
占用带宽

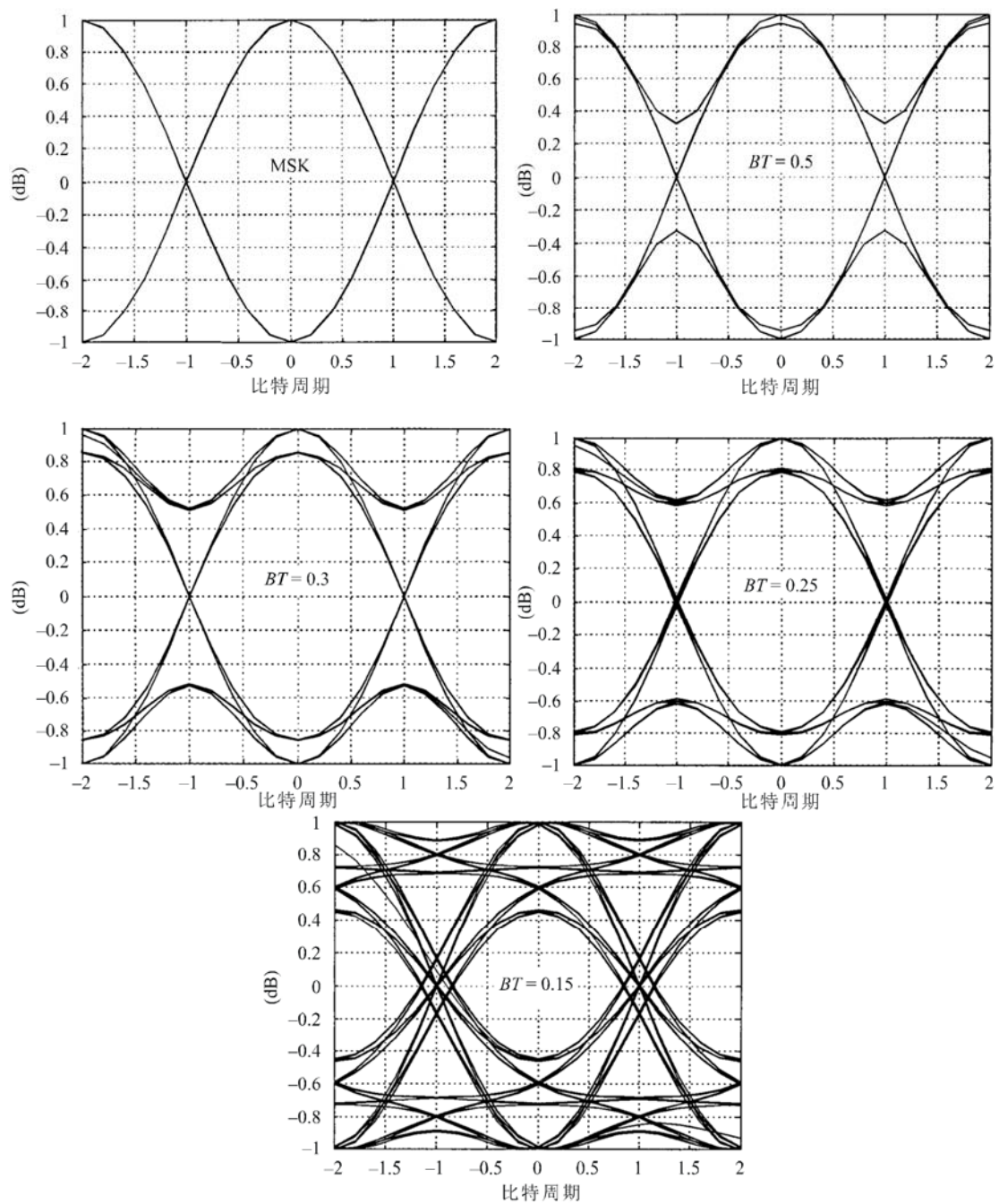
$B$	MSK	$BT$			
		0.50	0.30	0.25	0.15
90%	0.80	0.69	0.61	0.56	0.45
95%	0.94	0.80	0.70	0.67	0.53
99%	1.28	1.03	0.91	0.86	0.70
99.8%	2.81	1.20	1.06	1.00	0.83

### 3.2.3 眼图

图 33 代表计算得到的在  $BT = 0.5, 0.3, 0.25$  和  $0.15$  的条件下, MSK 和 GMSK 在基带解调器滤波之前, 相干鉴别器输出端的眼图。

图 33

眼图



0328-33

水平时间轴的单位为归一化时间 $\tau/T$ 的值（比特周期的数量），垂直的刻度为相干鉴别器输出的幅度（线性单位）。

### 3.3 实际的考虑

在实际中，实际发射的频谱是不同的，通常比理论的或前面计算的值要大。这是由于在调制器和/或设备中发射机的缺陷造成的。

这些缺陷一部分是由于一些元件或功能的设计造成的，例如预调制高斯滤波器的设计 = 长度采样速率，滤波器时域响应的量化。

另一部分是由于生产过程的缺陷造成的，例如同相 ( $I$ ) 和正交脉冲 ( $Q$ ) 调制器的不平衡和偏差或者本振/合成器的上变频器的频谱纯度问题。

对每种现象进行个别分析并说明其效果将会是非常乏味的。

一般来讲，每个系统或标准都全局性的规定了这些缺陷总的效果，采取的形式是发射频谱的限制曲线和/或相对于发射机输出（天线口）测量到的调制准确度的规定。

## 4 $M$ 阶 QAM、 $\pi/4$ QPSK 以及 $\pi/4$ DQPSK 调制

### 4.1 $M$ 阶 QAM 调制

#### 4.1.1 已调信号

$M$  阶 QAM 信号的一般形式可以定义为：

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} a_i \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} b_i \sin(2\pi f_c t) \quad \text{对于 } 0 \leq t \leq T_s, i = 1, K, M \quad (44)$$

其中：

$E_{min}$ : 幅度最小的信号的能量

$T_s$ : 符号周期

$f_c$ : 载波频率

$a_i$  和  $b_i$ : 根据特定的信号点的位置选择的一对独立整数。

如果假定使用矩形脉冲形状，信号  $S_i(t)$  可以展开为如下定义的一对基本函数：

$$\begin{aligned} \varphi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t) \quad \text{对于 } 0 \leq t \leq T_s \\ \varphi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t) \quad \text{对于 } 0 \leq t \leq T_s \end{aligned} \quad (45)$$

第  $i$  个信息点的坐标为  $a_i \sqrt{E_{min}}$  和  $b_i \sqrt{E_{min}}$ ，其中  $(a_i, b_i)$  是下面  $L$  乘  $L$  矩阵中的元素：

$$\{a_i, b_i\} = \begin{pmatrix} (-L+1, L-1) & (-L+3, L-1) & K & (L-1, L-1) \\ (-L+1, L-3) & (-L+3, L-3) & K & (L-1, L-3) \\ M & M & M & M \\ (-L+1, -L+1) & (-L+3, -L+1) & K & (L-1, -L+1) \end{pmatrix} \quad (46)$$

其中： $L = \sqrt{M}$ 。

### 4.1.2 功率谱密度

$M$  阶 QAM 信号的符号长度  $T_s$  与比特长度  $T_b$  的关系见下式：

$$T_s = T_b \log_2 M$$

于是使用矩形脉冲的  $M$  阶 QAM 信号的功率谱密度可由下式给出：

$$\begin{aligned} P_{M-QAM} &= \frac{E_s}{2} \left[ \left( \frac{\sin[\pi(f-f_c)T_s]}{\pi(f-f_c)T_s} \right)^2 + \left( \frac{\sin[\pi(f+f_c)T_s]}{\pi(f+f_c)T_s} \right)^2 \right] \\ &= \frac{E_b \log_2 M}{2} \left[ \left( \frac{\sin[\pi(f-f_c)T_b \log_2 M]}{\pi(f-f_c)T_b \log_2 M} \right)^2 + \left( \frac{\sin[\pi(f+f_c)T_b \log_2 M]}{\pi(f+f_c)T_b \log_2 M} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (47)$$

其中  $E_b$  是每比特的能量， $E_s$  表示每个符号的能量。

### 4.1.3 带宽

零点到零点的射频带宽等于  $\frac{2}{\log_2 M} R_b$ 。

## 4.2 $\pi/4$ QPSK 和 $\pi/4$ DQPSK 调制

### 4.2.1 已调信号

在  $\pi/4$  QPSK 发射机中，通过一个串行到并行的转换器将输入的比特流分为两个并行的数据流  $m_{I,k}$  和  $m_{Q,k}$ ，每个并行数据流的符号速率等于输入比特率的一半。第  $k$  个同相脉冲 ( $I_k$ ) 和正交脉冲 ( $Q_k$ ) 随时间在信号转换电路的输出端产生。它们表示在一个符号的持续期内矩形脉冲具有下式给出的幅度：

$$\begin{aligned} I_k &= I_{k-1} \cos\varphi_k - Q_{k-1} \sin\varphi_k \\ Q_k &= I_{k-1} \sin\varphi_k + Q_{k-1} \cos\varphi_k \end{aligned} \quad (48)$$

其中相移  $\varphi_k$  与输入符号  $m_{I,k}$  和  $m_{Q,k}$  相关，关系见表 12。

表 12

信息比特 $m_{I,k}, m_{Q,k}$	相移 $\varphi_k$
11	$\pi/4$
01	$3\pi/4$
00	$-3\pi/4$
10	$-\pi/4$

于是 $\pi/4$  QPSK 信号的一般形式可由下式给出:

$$S_{\pi/4QPSK} = I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (49)$$

其中:

$$\begin{aligned} I(t) &= \sum_k I_k p(t - kT_s - T_s/2) \\ Q(t) &= \sum_k Q_k p(t - kT_s - T_s/2) \end{aligned} \quad (50)$$

函数  $p(t)$  对应脉冲的形状,  $T_s$  为符号周期。

在 $\pi/4$  DQPSK 中, 对输入的二进制序列首先进行差分编码, 接着使用前面描述的 $\pi/4$  QPSK 调制器进行调制。

## 4.2.2 功率谱密度

$\pi/4$  QPSK 信号的符号长度  $T_s$  与比特长度  $T_b$  的关系见下式:

$$T_s = 2T_b$$

于是使用矩形脉冲的 $\pi/4$  QPSK (也是 $\pi/4$  DQPSK) 信号的功率谱密度可由下式给出:

$$\begin{aligned} P_{\pi/4 QPSK} &= \frac{E_s}{2} \left[ \left( \frac{\sin[\pi(f - f_c)T_s]}{\pi(f - f_c)T_s} \right)^2 + \left( \frac{\sin[\pi(f + f_c)T_s]}{\pi(f + f_c)T_s} \right)^2 \right] \\ &= E_b \left[ \left( \frac{\sin[2\pi(f - f_c)T_b]}{2\pi(f - f_c)T_b} \right)^2 + \left( \frac{\sin[2\pi(f + f_c)T_b]}{2\pi(f + f_c)T_b} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (51)$$

其中  $E_b$  是每比特的能量,  $E_s$  代表每个符号的能量。

## 4.2.3 带宽

零点到零点的射频带宽等于比特率  $R_b$ 。

# 5 正交频分复用 (OFDM)

## 5.1 基本思想

在数字通信领域, 为了在发射机功率和接收机复杂程度的限制内可靠地发射信息, 需要有效地使用可用信道带宽, 存在两种可能的方法。第一种方法由使用单载波的系统构成, 信息序列是串行发射的。在这种方法中, 时间扩散通常比信号长度大很多, 因此, 由于信道的频率响应特性不理想会造成码间串扰。所以需要使用均衡器来补偿信道的失真。

在存在信道失真的情况下的另一种方法是将可用的信道带宽划分为几个子信道, 每个子信道是近似理想的。在并行或数据复用系统中是这样做的。在这些系统中, 同时发射多个串行的数据流, 因此在任意时刻, 发射很多数据单元。在这类系统中, 单个数据元素的频谱通常只占用可用带宽的一小部分。在经典的并行数据系统中, 总的信号频带被分为  $N$  个不相重叠的频率子信道。每个由一个单独的符号进行调制, 于是  $N$  个子信道实现了频率复用。如果允许每个子信道的频谱重叠, 通过施加特定的正交约束实现在接收机端的子信道分割, 那么并行系统可以实现对带宽更加有效的使用。

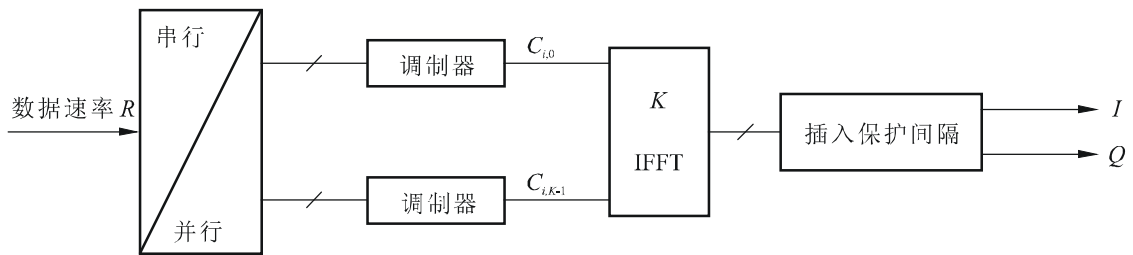
## 5.2 OFDM 调制方案

用于数字音频广播（DAB）和数字视频广播（DVB—地面）的 OFDM，是实现高效的数据通信系统最后一种方法。在一个 OFDM 系统中，总的可用带宽  $B$  被分为  $K$  个使用正交子载波的字频带。这些系统的第一种实现是使用正弦发生器和相干解调器阵列。但在信道数目很多的情况下，这些阵列变得非常昂贵和复杂。但是，已经表明多载波数据信号实际上是原始串行数据序列的傅立叶变换（或事实上是傅立叶反变换），因此一组相干解调器实际上（分别）是（直接的）傅立叶反变换发生器。

这类系统的发射机和接收机数字单元如图 34 和图 35 所示。

图 34

OFDM 发射机

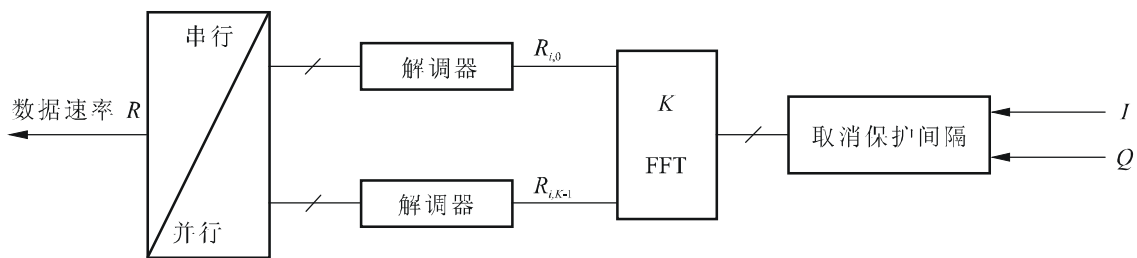


IFFT: 反快速傅立叶变换

0328-34

图 35

OFDM 接收机



FFT: 快速傅立叶变换

0328-35



在此系统中, 具有高数据速率  $R$  的输入序列被分为  $K$  个并行的数据速率为  $R/K$  的信息序列。每个序列为一个窄带信号并且对  $K$  个子载波中的一个进行调制, 第  $k$  个子载波的频率为  $f_k$ 。

$$f_k = f_c + k/T_u$$

其中:

$$K_{min} \leq k \leq K_{max}$$

$f_c$ : 载波频率。

有效符号间隔长用  $T_u$  表示, 子载波间隔为  $1/T_u$ 。因此每个序列之间相互独立, 而且可以相互独立地进行调制。在调制之后, 每个调制器的输出传输到 IFFT 单元, 从频率域转换到时间域。在规定的符号间隔长度  $T_u$  内, 子载波重叠但相互正交。

在通信信道中, 如果有效符号间隔  $T_u$  在接收机中扩展一个保护间隔的长度  $T_g$ , 那么出现的码间串扰在 OFDM 接收机中可以非常简单地消除掉。保护间隔一般是在符号之前循环重复地增加该符号。在此情况下, 得到的符号长度为  $T = T_u + T_g$ 。如果通信信道的传输延迟比保护间隔  $T_g$  短, 子载波依然是正交的, 即使是在码间串扰很严重的情况下。这种正交性允许很好地恢复数据。

如果信道的传输延迟超过了保护间隔  $T_g$ , 子载波不再正交。因此, 保护间隔是 OFDM 系统一个重要的设计参数。

OFDM 接收机也非常简单。为了消除保护间隔, 经过同步处理后, 收到的信号与一个长度为  $T_u$  的矩形窗口函数相乘。使用快速傅立叶变换 (FFT) 单元对得到的  $K$  个复数采样进行傅立叶变换。

由于每个子载波信号的窄带特性, 即使是在码间串扰很严重的情况下也不需要使用均衡器。

### 5.3 一个 OFDM 系统

发射的信号用下列表达式描述:

$$s(t) = R \left\{ e^{2\pi j f_c t} \sum_{m=0}^{+\infty} \sum_{l=0}^L \sum_{k=K_{min}}^{k=K_{max}} c_{m,l,k} \Psi_{m,l,k}(t) \right\} \quad (52)$$

其中:

$$\Psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{2\pi j \frac{k}{T_u} (t - T_g - lT_s - (L+1)mT_s)} & \text{对于 } (l + (L+1)m)T_s \leq t \leq (l + (L+1)m + 1)T_s \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

其中:

$k$ : 子载波编号

$l$ : OFDM 符号编号

$L + 1$ : 每帧的符号数

$m$ : 帧编号

$T_s$ : 符号长度 ( $T_s = T_u + T_g$ )

$T_u$ : 载波间隔的倒数

$T_g$ : 保护间隔长度

$f_c$ : 射频信号的中心频率

$c_{m,l,k}$ : 第  $m$  帧中第  $l$  个数据符号的第  $k$  个载波的复数符号

$K$ : 使用载波的数目 ( $= K_{max} - K_{min} + 1$ )。

发射的信号反映了数据流的组织。发射的信号以帧为单位，每帧的长度为  $T_f$ ，包括  $(L + 1)$  个 OFDM 符号。

## 5.4 有用数据载波

在 OFDM 系统中，由于每个子载波都是独立的，调制信号也可以是独立的。每个 OFDM 帧中的数据载波可以是进行 QPSK 调制，也可以进行 QAM 调制。

为了从传输的频率分集中得到好处，也可以引入数据的交织。

## 5.5 频谱特性

使用子载波的定义，可以从发射信号推导出此 OFDM 系统的频谱特性。为了建立发射信号的功率密度谱，我们只讨论第一帧的第一个符号。子频带载波的频率为：

$$f_c + k/T_u \quad (53)$$

在基带中，第  $k$  个子载波的自相关函数为：

$$\begin{aligned} A(\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_{0,0,k}(t + \tau) \times \Psi_{0,0,k}^*(t) dt \\ &= e^{2\pi j \frac{k\tau}{T_u}} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{rect}\left(\frac{t + \tau - \frac{T_s}{2} + T_g}{T_s}\right) \times \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T_s}{2} + T_g}{T_s}\right) dt \\ &= e^{2\pi j \frac{k\tau}{T_u}} F(\tau) \end{aligned} \quad (54)$$

其中：

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & \text{对于 } -\frac{1}{2} \leq t \leq \frac{1}{2} \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

函数  $F(\tau)$  事实上是一个三角函数，即：

$$F(\tau) = \begin{cases} T_s \left(1 - \frac{|\tau|}{T_s}\right) & \text{对于 } -T_s \leq \tau \leq T_s \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (55)$$

第  $k$  个子载波的功率谱密度是  $\delta(f - k/T_u)$  与三角函数的傅立叶变换的卷积:

$$P_k(f) = \left[ \frac{\sin\left(\pi\left(f - f_c - \frac{k}{T_u}\right)T_s\right)}{\pi\left(f - f_c - \frac{k}{T_u}\right)T_s} \right]^2 \quad (56)$$

将对应数据调制的  $(K_{max} - K_{min}) + 1$  个有用载波相叠加, 可以得到整个的频谱。

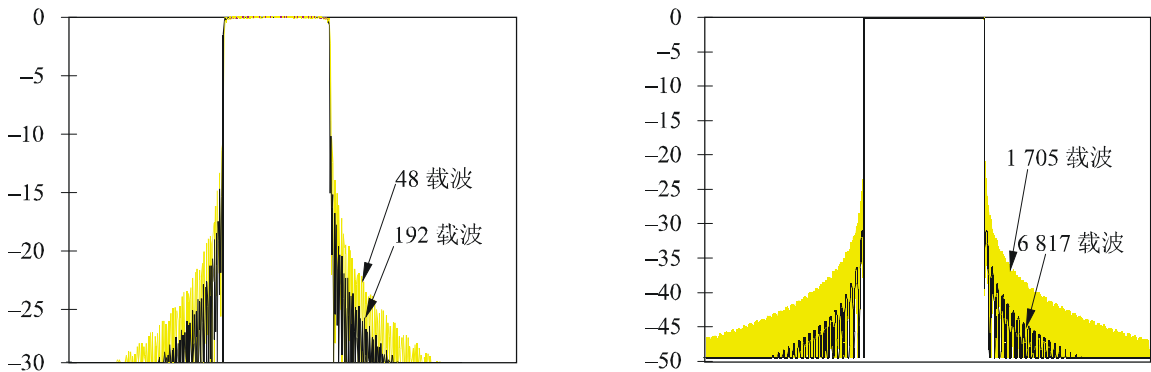
随着载波数目的增加, 发射的频谱趋近于矩形形状。

通过适当的 IF 滤波可以减少内在的带外辐射。

通过数字处理实现 OFDM, 由于数据截短会造成频谱的再增加。在调制器中也会产生额外的再增加。

图 36

OFDM 功率谱密度



0328-36

### 5.6 非线性的影响

放大后的 OFDM 调制信号的带外辐射更明显。这是由于大量具有随机幅度和相位的子载波相加, OFDM 信号的动态范围很大造成的。对于存在非线性装置, 例如发射机的大功率的放大器 (HPA) 的情况, 为了达到可接受的性能, 需要很大的输出补偿。

用于对 HPA 建模的理论上的非线性通常使用无记忆的包络模型来表示。放大器的输入用已调的带通信号的幅度和相位表示:

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi(t)) \quad \text{其中 } f_c \gg B \quad (57)$$

其中:

- $f_c$ : 载波频率
- $B$ : 发射信号的带宽
- $A(t)$ : 发射信号的包络
- $\varphi(t)$ : 发射信号的相位。

非线性失真信号在载波频率整数倍处的谐波（理想情况下）假定为被放大器的第一个带状带通滤除。HPA 的输出信号表示为：

$$s_{fc}(t) = f(A(t)) \cos [2\pi f_c t + \varphi(t) + \Phi(A(t))] \quad (58)$$

非线性放大器产生的失真与引入信号的包络波动无关，由两个包络传输函数描述：

$f(A(t))$ : AM/AM 转换

$\Phi(A(t))$ : AM/PM 转换。

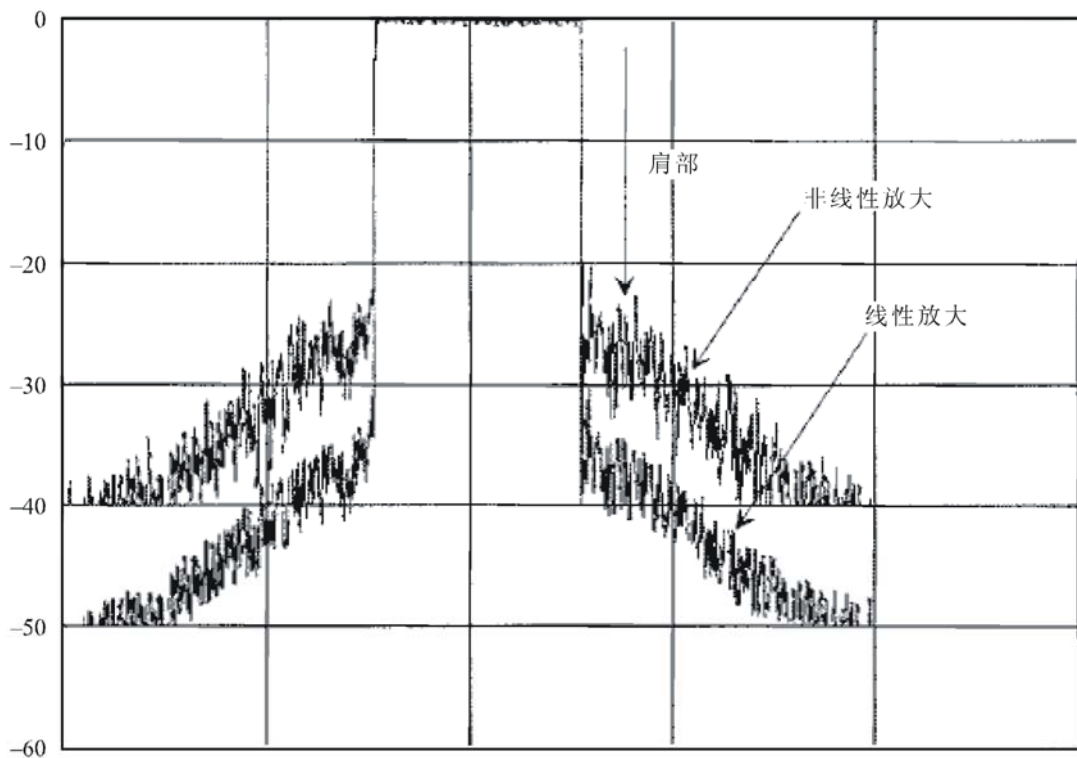
这些失真大致有四种类型：

- 接收机内的附加非线性干扰；
- 由于 AM/PM 转换带来的同相和正交分量之间的干扰；
- 信号的频谱扩展；
- 互调效果。

研究表明 OFDM 有很强的抵抗由于非线性放大器造成的带内干扰的能力，但是在邻道产生严重的带外干扰。作为规定，对于 DAB 发射机，所需的与邻道干扰的比大约为 30 dB（对于 DVB-T，大约为 40 dB），这一比值也被称为肩部（见图 37）。

图 37

线性和非线性模拟的 OFDM 频谱



理论显示，如果三阶非线性与高阶占主要地位，从与 OFDM 信号发射功率相同的双音信号产生的互调产物中可以推导出这些肩部值的大小。在这种情况下，肩部值比三阶互调（IM3）产物高 6 dB。

下列方法可以用来减少这些由于非线性导致的带外辐射：

- 工作在高功率放大器的线性区域。必要的输出补偿减少了放大器的电效率。在电效率和非线性退化之间进行折衷，采取小的补偿值是一个解决方法；
- 现在已有不同的设备来纠正非线性效果（预失真、反馈、前馈……）；
- 适当的可以减少峰值功率与平均功率的比，从而对于给定的发射机在规定的频谱增加情况下可以有更高的输出。
- 也可以采用功放之后的滤波来最大程度地减少带外辐射。

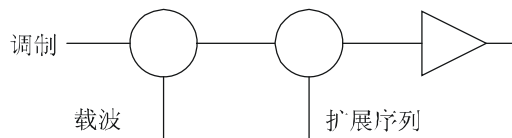
## 6 扩频

扩频是这样一种技术，增加了信号的发射带宽从而带来一种或多种好处，例如减少多径效应、提供多址、减少频谱功率密度以及其他。有三种基本形式的扩频：直接序列、调频或变频以及时间扩散。从带外辐射的角度看，直接序列扩频更重要：调频的效果取决于跳变速率，并且由于 FM 效果和 AM 效果，它是固定的，取决于准确的实现。

在直接序列扩频中，通过使用伪随机数字序列进行再调制，通常是使用 PSK 调制，已调信号在频域得到扩展。图 38 表示了一个基本系统。

图 38

基本系统配置



0328-38

基本调制通常不会给予扩展信号一个明显的标志，例如 AM 仍然是可以识别的，因为扩展信号仍将包括 AM。通常使用诸如 QPSK 这类的调制系统，用 BPSK 或 QPSK 对得到的已调信号进行扩展，得到扩展信号。

使用相同的伪随机码序列对信号进行解扩，与接收信号同步，接着检测解扩后的信号，从而实现解调。在同时存在很多信号时，使用正确的码序列可以接收到单个的信号。

关于扩频的更多资料可以在 ITU-R SM.1055 建议书 中找到。

## 附 件 7

### 减少接收机无用发射造成的干扰

#### 目 录

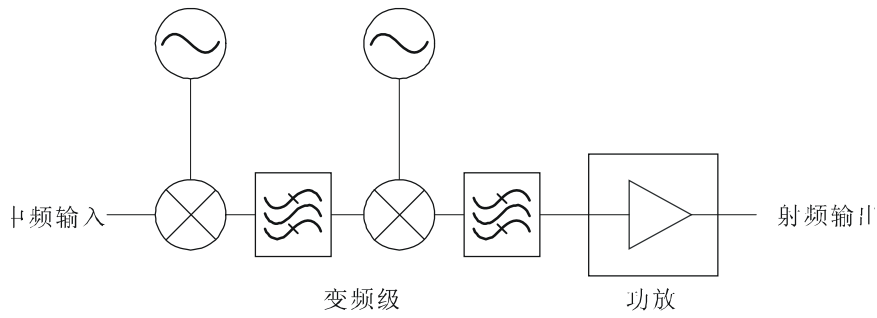
	页码
1 发射机的结构 .....	78
2 滤波 .....	80
3 调制技术 .....	83
4 线性化 .....	84
4.1 预失真 .....	84
4.2 前馈 .....	86
4.3 反馈 .....	87
4.4 调制反馈 .....	87
4.5 极化环技术 .....	88
4.6 卡氏环技术 .....	89
4.7 总结 .....	91

### 1 发射机的结构

无线电发射机的射频结构经常采用图 39 中的简化方框图所示的形式。生成中频的已调输入信号，接着频率在一个或多个混频或滤波级转换到发射机最终的输出频率。

图 39

典型的上变频发射机结构



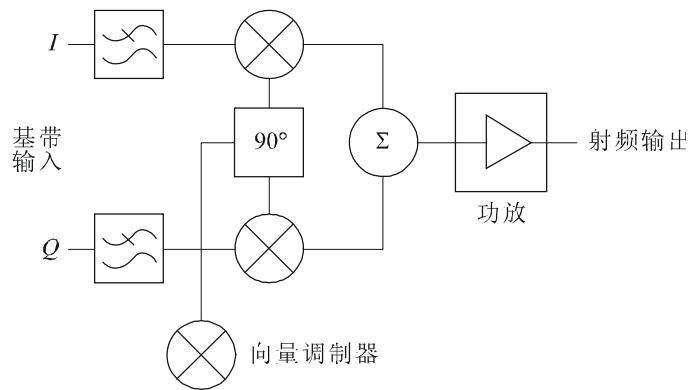
0328-39

这种结构通常存在的问题是每次的混频处理将产生很多杂散产物以及频率的主要和以及差。这些谐波是通过本振（LO）谐波与中频输入的谐波混频产生的。虽然由于混频器 LO 口的开关动作，LO 的谐波是不可避免的，通过保证在线性部分的中频值足够小，中频谐波可以减小。但是，在实际中，需要在线性和被认为是杂散发射的互调产物之间进行折衷，所以杂散不能完全消除。与有用频率相差很多的杂散产物可以通过滤波加以抑制，但对接近载波的那些不会有衰减。

消除这一问题的一条途径是使用向量调制器在发射机的最终输出频率上直接产生有用信号，如图 40 所示。在这种情况下，使用同相（*I*）和正交（*Q*）基带信号来直接在输出频率上对载波进行调制。虽然仍然存在信号的频谱扩展进入邻道的情况，但谐波的混频现象消除了，因为只有单一的一个载波分量加到混频器上。

图 40

向量调制器发射机的结构



0328-40

这种结构的一个缺陷是存在一定限度的载波泄漏到达输出端，典型情况是相对于有用信号抑制了大约 30 dB。通常这不会造成什么影响，但是在需要对载波进行更严格的抑制的情况下，不需要调整  $I$  和  $Q$  上的直流偏差来抑制载波。

虽然图 40 的结构在本质上是一般性的，在实际的实现中需要注意避免射频反馈。使用上变频的结构和在发射机的固定中频上调制可以减少互调失真和带外发射。

虽然图 40 中所示的结构利用了两相 AM 调制器，同样可以使用四个单相的调制器以及四个正交的输入信道。

一种更复杂但是更加灵活的方法是使用单一的路径来合并一个数控的衰减器以及一个数控的移相器。这两个部件通过查表（存储阵列）由基带输入驱动，可以直接产生实际上任何（数字）调制方式。

## 2 滤波

可以在发射机输出端使用滤波（通常是带通滤波）以及本附件中讨论的其他技术来减少残留的杂散输出电平。所使用滤波器类型的选择通常要在很多相互影响、通常是相冲突的要求之间进行折衷，例如带外抑制、通带衰减、时间域的响应、尺寸、重量、成本等要求。

滤波器的设计通常是基于经典分析得到的类型，例如巴特沃斯、契比雪夫等。有些类型是对其某一特性进行了优化而牺牲了另外的特性，而另一些是在这些特性之间进行了折衷，表 13 进行了总结。

表 13  
不同滤波器类型的比较

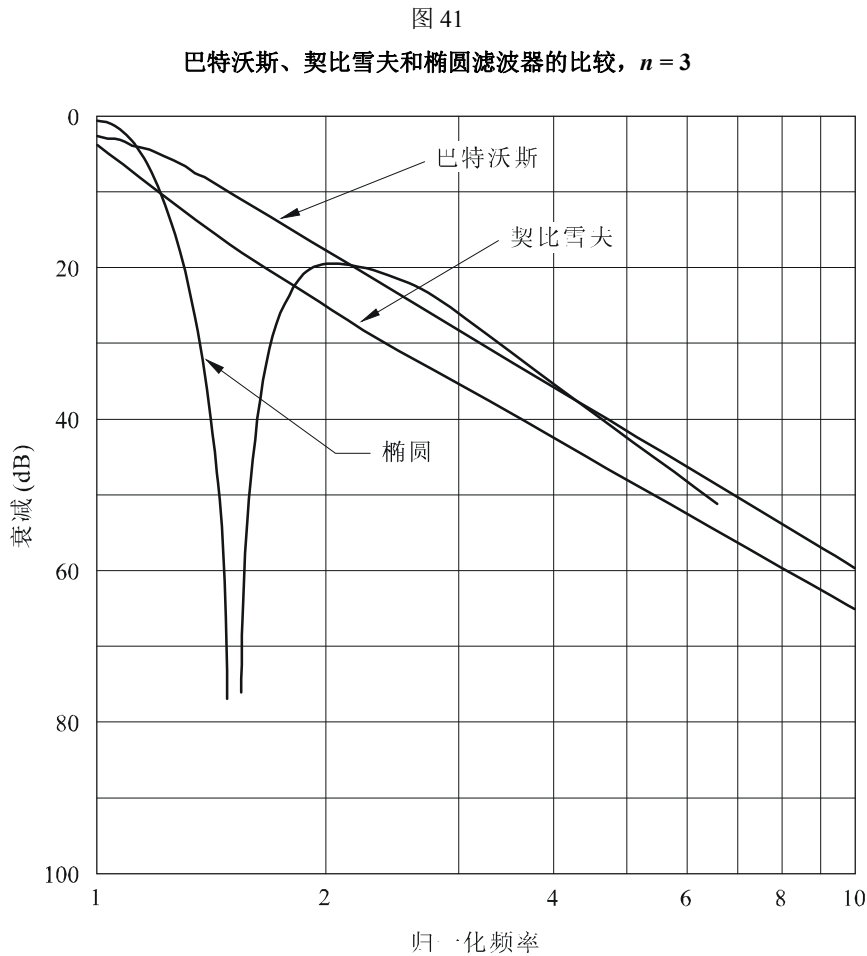
类 型	优 化 参 数	牺牲的参数
巴特沃斯	通带幅度的平坦性	带外抑制
契比雪夫	带外抑制	通带幅度的平坦性和衰减
贝塞尔	通带延迟的一致性	带外抑制
椭圆（考尔—契比雪夫）	邻近和带外抑制（理论上在标定频 处为无穷大）	标定频率以外的带外抑制

其他类型提供了特性之间的折衷。例如，所谓的线性相位滤波器可以设计成提供接近贝塞尔滤波器的通带平坦性，但改进了带外抑制。与此相似，过渡滤波器在通带内具有接近线性的相移和平滑的滚降，与贝塞尔滤波器相比改进了带外抑制（但与契比雪夫滤波器相比明显要差）。

除了前面描述的特性以外，说明滤波器性能的其他因素是复杂的程度，这与其传输函数中的极点/或零点数目有关。一般来讲，增加复杂性可以改善优化特性的性能，但代价是降低了牺牲特性的性能。



图 41 表示阶数  $n = 3$  的巴特沃斯、契比雪夫和椭圆滤波器的带外抑制的例子（在本研究中是主要的性能参数）。注意所表示的低通响应；在实际的设计中，通带响应可以通过使用合适比例的频率轴来推导得到。图 41 因此表示了这些滤波器类型的相对性能。



0328-41

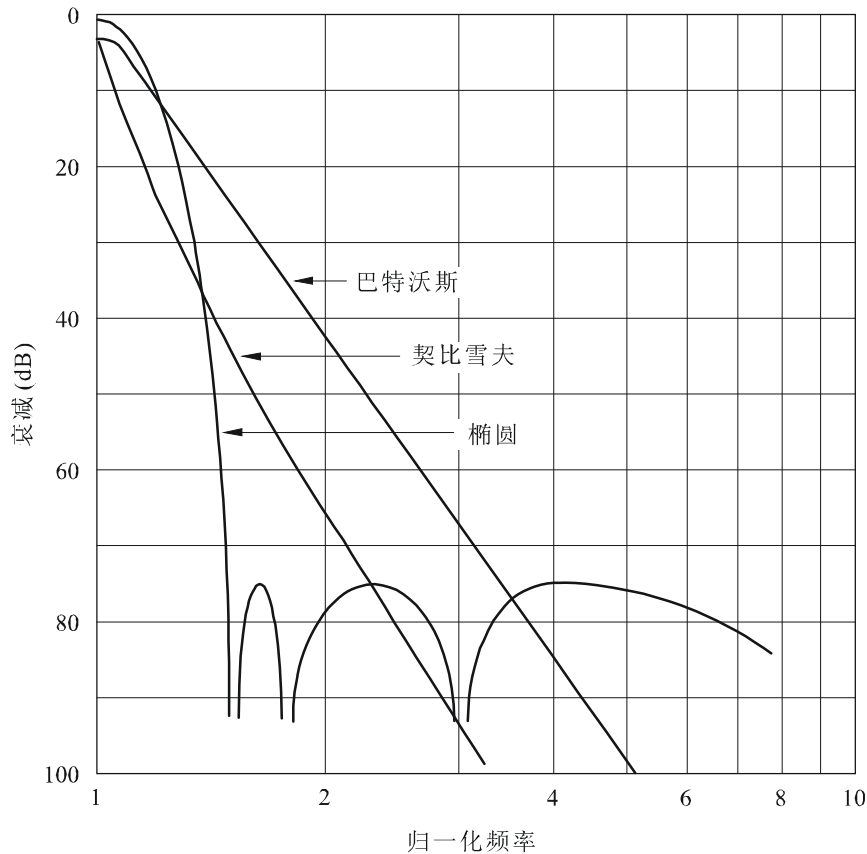
图 42 表示相似的滤波器在阶数  $n = 7$  时带外抑制的例子。与图 41 中滤波器相比的性能的改善只能通过增加实现的复杂性才能得到，而且在实际中，还增加了在有用频带的插入损耗。

发射机的输出滤波器几乎通常都需要使用谐振部件，例如调谐电路或传输线来构成滤波器的结构。虽然已经生产出可以在 2 GHz 工作的表面声波滤波器（SAW），它们只能处理相对较低的功率。SAW 滤波器的插入损耗也显得非常高，对 SAW 谐振滤波器高达 6 dB，对于横向（延迟线）滤波器则高达 30 dB。

在几百 MHz 的频率上，电感电容滤波器通常用来获得 10% 或更多的带宽。也可以得到更窄的带宽，但无载  $Q$  的容限以及元件的稳定性通常不允许进一步明显减少。

在更高的频率，直到几个 GHz，用得最多的滤波器技术是印刷微带和镀银陶瓷。由于介电常数、低层的厚度和蚀刻的变化，微带滤波器一般限于带宽不小于百分之几。由于要考虑插入损耗，微带谐振器的无载  $Q$  (典型值  $< 200$ )，也限制了最小实际带宽。

图 42

巴特沃斯、契比雪夫和椭圆滤波器的比较,  $n = 7$ 

0328-42

使用镀银陶瓷技术可以得到更好的性能，这是由于其无载  $Q$  更高以及使用的材料的稳定性更好。特别是数字蜂窝和无绳电话产业促进了具有很高介电常数、损耗低的陶瓷的开发并用于微型耦合谐振滤波器。例如一个典型的 2 极点 1.9 GHz 的滤波器可以取得 0.8 dB 的插入损耗以及 1% 的带宽。

在几 GHz 以及更高的频率上，谐振单元趋向于使用空腔或传输线以及空气介质。通常的配置是插指型滤波器，在一个空腔内有几个谐振插指，给出所需的耦合以及整个滤波器的响应。性能与镀银陶瓷滤波器相仿，可用带宽低到 0.2%。

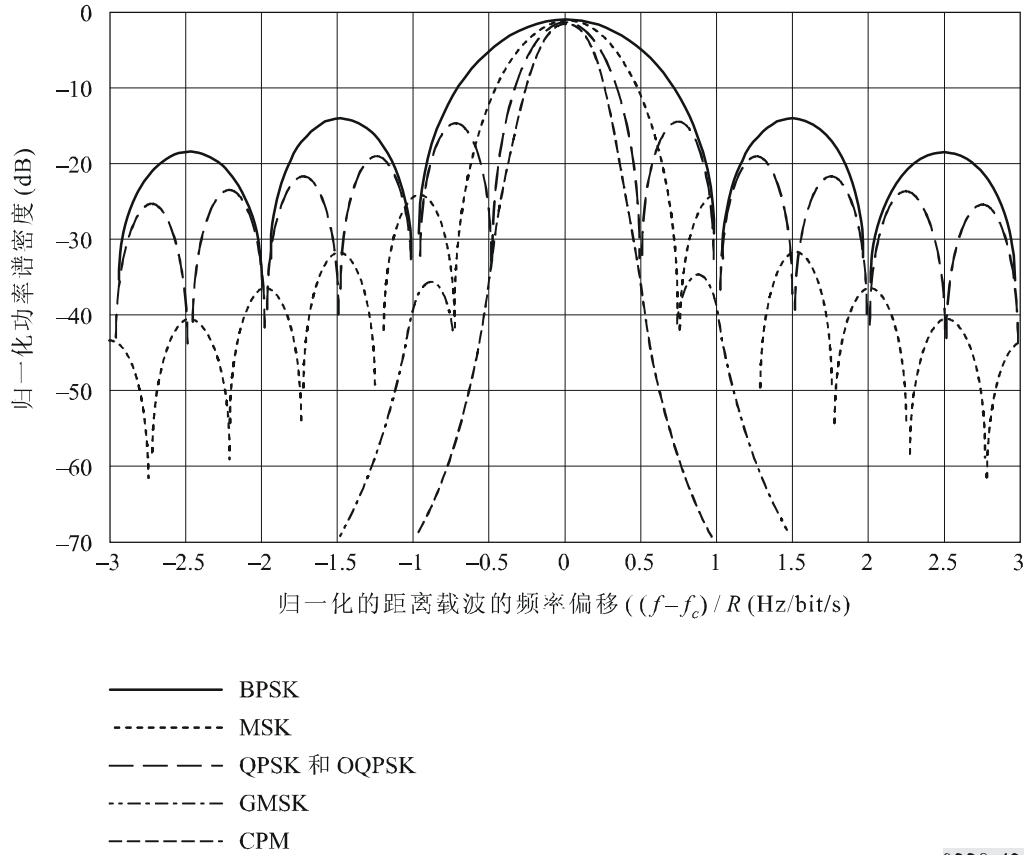
可以得到的干扰消除以及取得这一效果的成本的例子是在一些 UHF 电视发射机中用来保护射电天文业务的滤波器。如上所述，邻道可能造成对工作在 610 MHz 的射电天文业务接收机的干扰，这是最近分配给高功率模拟电视发射机的。发射机的运营商因此早一些在发射机上安装了高功率的滤波器来减少进一步的调制边带和互调产物的辐射。在一些特定的发射机现场，有必要安装 12 个极点的滤波器，在频带边缘以下 2 MHz 可以有大约 80 dB 的抑制。但是这种程度的滤波，是在花费了大约整个发射机成本的 25% 的情况下取得的。

### 3 调制技术

在用于单载波应用中的发射机，调制方式的选择会明显影响邻道能量的大小。在这方面自相矛盾的是，能够最大限度限制频谱的方式经常是这方面性能最差的。

图 43 表示了不同的调制方式下的理论上的归一化功率谱密度。从中可以看出对于最简单的 BPSK 情况，邻道能量随着距离载波的偏移量增加减少得非常慢。

图 43  
一些调制方法示例的功率谱密度



0328-43

未滤波的 QPSK 和 OQPSK 具有最窄的主瓣，但另一方面在抑制邻道能量上仅表现出很小的改进。OQPSK 通过在调制之前对基带信号进行滤波，可以得到很低的带外能量。例如根升余弦滤波器理论上可以得到无穷大的邻道抑制。但是，在实际中，滤波器的阻带是有限的，而且更重要的是，由于 OQPSK 是一种非恒定包络的方式，功率放大器的非线性通过 AM 到 AM 以及 AM 到 PM 的转换会引起频谱的再增长。

没有基带滤波的 MSK 改善了带外能量的降低速率。通过增加高斯基带滤波器 (GMSK) 可以有进一步的改善。改善的程度取决于滤波器使用的参数, 图 43 中所示的例子是时间—带宽乘积为 0.3 的情况 (像在蜂窝移动通信系统中使用的情况)。可以看出, 这种方式得到中等程度的邻道性能 (在与符号速率相对的偏移量上的损耗典型值为  $-40 \text{ dBc}$ ), 但是由于这是一种包络恒定的技术, 具有可以使用有限的功率放大器的优势。

可以认为 GMSK 是一类被称为 CPM 的恒定包络的调制方式中一种特殊形式。在 GMSK 情况下, CPM 信号的功率谱密度的详细情况取决于不同的参数。例子中所示的是 4 电平信号、调制系数为 0.33 并且使用 3 个符号长度的升余弦基带滤波的情况。

在实际中, 由于这些先进的调制方式在实现的精度方面的限制, 限制了可以得到的对带外能量的抑制程度。信号包络接近但不是完全的恒定, 因此功率放大器仍然会引起一些频谱的再增长, 虽然情况不像在 OQPSK 情况下那么严重。

最新的发展是在数字广播 (音频和视频) 中使用的编码正交频分复用 (COFDM), 见附件 6 的 § 5。这种调制技术产生一组载波, 通常间隔几 kHz, 每个载波以很低的速率用正交数据流进行调制。整个的频谱因而几乎是矩形的。但是, 这种信号的幅度分布实际上是与噪声相似的, 为了允许峰值与平均值的比, 功率放大器需要补偿。很明显, 放大器的非线性仍然是这种技术的一个问题。

在多载波系统中, 使用一个功率放大器放大多个载波, 由于载波之间的互调产物的累计造成问题。在这种情况下, 在载波间隔的整数倍上会产生无用产物。使用合适的编码技术会减少信号峰值与平均值的功率比, 最大可减少 15 dB: 这些技术保证可能由于同相相加导致高峰值功率的特定的正交数据编码受到抑制。

## 4 线性化

射频放大器的线性化技术大致可以分为两大类:

- 开环技术, 其优点是在任何条件下都比较稳定, 缺点是不能补偿放大器特性的变化;
- 闭环技术, 其内在的特点是可以自动适应放大器的变化, 但存在稳定性的问题。

下面的各节将讨论线性化技术。

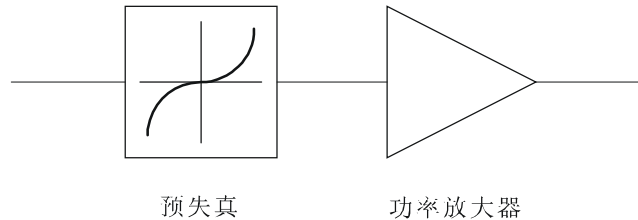
### 4.1 预失真

通常根据事先对传输函数的了解, 将输入信号进行预失真处理再送到放大器, 而不是使用直接响应 HPA 实际的即时特性的方法。这种预失真可以在射频、中频或基带实现。基带线性化电路一般是基于使用在固件内存中的查询表, 随着超大规模集成电路技术的实用性增强已经越来越常见, 这种方法可以提供一种简洁的解决问题的方法。但是直到最近, 在射频和中频电路中制作合适的预失真函数才变得容易起来。

预失真包括在需要线性化的放大器之前的单一路径中加入补偿用的非线性，如图 44 所示。于是信号在加到放大器之前经过预失真处理。如果预失真电路的非线性恰好是放大器非线性的倒数，那么放大器引入的失真将恰好消除预失真的影响，产生无失真的输出。

图 44

预失真的概念



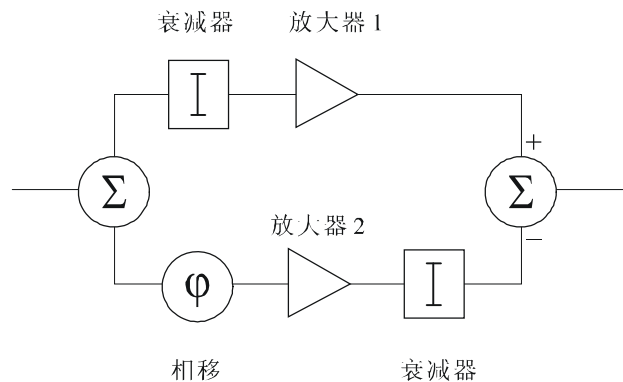
0328-44

在最简单的模拟实现中，实际的预失真电路可以是电阻和诸如二极管或晶体管的非线性元件构成的网络。在文献中已经有了这种技术的多种实例，根据报道三阶互调失真的减少量的典型值的范围是 7-15 dB。性能差的原因是放大器特性不是恒定的，而是随着时间、频率、功率大小、电源电压和环境条件改变。

如果如图 45 所示，使用一对场效应管放大器作为预失真电路，据报道可以得到更好的结果。在这种结构中，输入信号不均匀地分配到两个放大器，其中一个进行了压缩。压缩后的输出进行扩展并从线性输出中减掉，按照需要生成压缩特性的倒数。使用这种技术，可以测量到互调失真减少了大约 20 dB，但这是在主放大器工作时存在至少 1 dB 的补偿的情况下得到的。

图 45

## 软限幅器预失真



0328-45

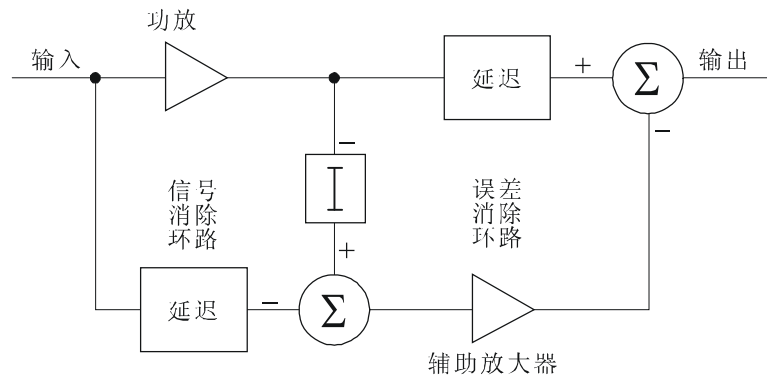
虽然已经有使用数字信号处理实现非线性的自适应预失真方式的报道，但它的计算量或所需内存的数量很大，而且很耗功率。

## 4.2 前馈

前馈线性化技术将放大后的信号与经过适当延迟的输入信号进行比较得到一个差值信号，用来代表放大器的失真。接着放大这一差值信号，并从最终的 HPA 输出中减掉。这种方法的主要缺陷是需要第二个放大器，其额定功率可能很低。但是，这种方法如果使用行波管，输出的额定功率可以增加 3 dB。

前馈需要在信号消除环路中比较功放的输入和输出信号得到误差或失真项。接着由一个独立的、低功率放大器对残余误差进行放大，再通过误差消除环路从主放大器的输出中减掉。这一过程如图 46 所示。如果低功率的辅助放大器是完全线性的并且消除环路是完全平衡的，那么整个结果是无失真地放大。但是尽管得到广泛的使用，在实际中取消环路只是部分有效，并且技术本身也是经过折衷的。

在一个实际的前馈实现中，误差消除环路中会存在不平衡的现象，这将限制失真的减少程度。例如，1 dB 的增益误差和  $10^\circ$  的相位误差使得失真的抑制只有 14 dB。为了将其改进到 30 dB，将需要平衡程度在 0.3 dB 和  $1^\circ$  以内。即使能够满足如此严格的限制，总的线性也不会比辅助放大器更好，因此后者必须工作在 A 类状态，导致效率很低。由于信号消除环路中的误差使这一问题更加严重，使得辅助功放的功率处理要求提高。例如，2 dB 的增益误差和  $10^\circ$  的相位误差需要第二个放大器的输出功率只能比主放大器低 12 dB。

图 46  
前馈

0328-46

一个前馈实际应用的例子是一个 30 W 的 HF 放大器。其中，辅助放大器与主放大器有相同的额定功率，但在整个频带内取得的失真减少量仍不到 15 dB。有意思的是，如果两个放大器并行连接，每个工作在半功率，结果略有恶化。

这一技术广泛使用在蜂窝基站中，在 20 MHz 的带宽内一般可以提供 30 dB 以上的失真减少量。

### 4.3 反馈

在音频放大器中，使用反馈可以容易地取得线性化，但由于现有开环放大器增益的限制，在高功率的射频放大器中无法直接达到。但是，将输出的解调形式反馈回来，有可能在调制器中完成自适应预失真。很明显，在弯管转发器（只进行频率变换不进行解调）中不可能使用这一方法，但是其调制器和 HPA 相距很远。

负反馈是众所周知的线性化技术，在低频放大器中广泛使用，反馈环路的稳定性很容易保持。但是对于多级射频放大器，由于稳定性的问题会造成严重的困难，通常只能使用几个 dB 的反馈。这主要是由于这样一个事实，即在低频带，可以保证在开环放大器的频率响应中有一个主极点（通常是稳定的），但在 RF 放大器中就不适用，因为每级的带宽是相似的。

当然，经常使用单个射频级内的本地反馈，但由于失真的降低等于增益的降低，获得的改善很小，因为很少会存在可用的开环增益富裕很多的情况。

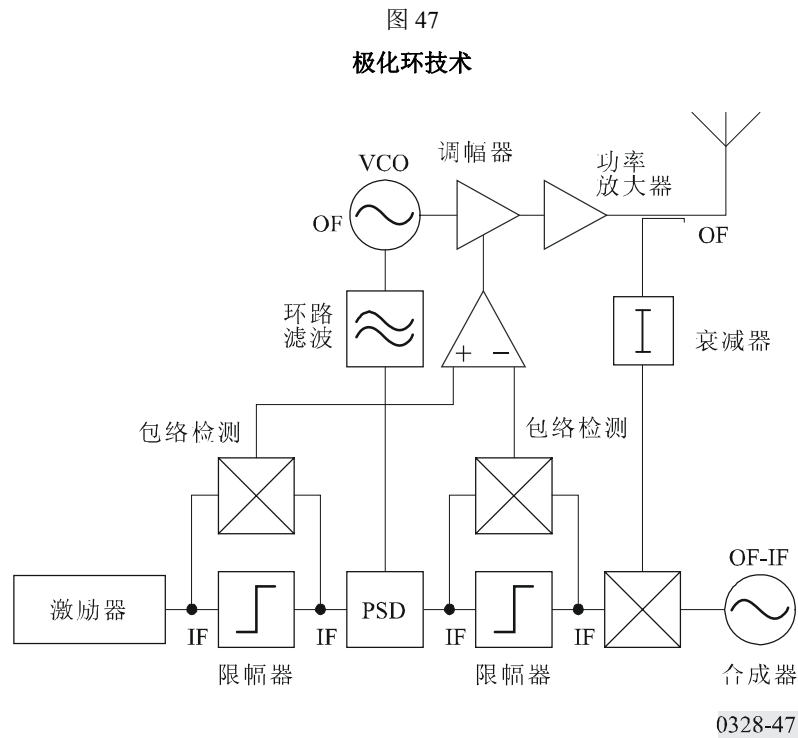
### 4.4 调制反馈

在一给定的中心频率上，信号可以完全由其幅度和相位调制来定义。调制反馈利用了这一情况，对信号的调制而不是对信号本身施加负反馈。由于调制可以由基带信号代表，我们可以向这些信号施加大量的反馈而不会出现困扰直接射频反馈的稳定性问题。

早期的调制反馈应用仅仅是在真空管放大器中使用幅度（或包络）反馈，幅度失真非线性的主要形式。但是对于固态放大器，相位失真非常明显，除了幅度失真以外还必须纠正相位失真。第一个在实际的的实施中成功地同时实现幅度和相位反馈的技术是极化环技术。

#### 4.5 极化环技术

极化环技术是以包络消除和恢复的原理为基础的，但进行了修改，允许应用反馈。图 47 显示的是极化环技术的方框图。



系统的射频级特别简单，其组成包括在工作在输出频率上（OF）用来产生输出信号的相位成分的电压控制的振荡器、产生幅度成分的调幅级以及主功放。

首先在中频（IF）上产生极化环的输入信号，功率比较低（方框图中表示为激励器）。接着通过包络检测分解为极坐标的形式以产生幅度成分以及给出相位成分的硬限值。常规的包络检测是通过将输入信号与两个平衡混频器的限幅器输出（与全波整形等效的过程）相乘得到的。最终射频输出的取样转换成（通常是向下）与输入信号相同的频率，并且与前面相似的方式分解为极坐标。接着将两个包络信号在高增益的差分放大器中进行比较，差分放大器的输出又控制了调幅器，形成一个包络反馈系统。两个相位调制信号在相位检测器（PSD）中进行相位比较，将误差信号进行放大控制 VOC 形成锁相环。总的效果是形成两个正交反馈环，通过选择合适的环增益和带宽来使输出信号的幅度和增益接近中频输入。



极化环系统的两个主要限制因素是：

- 两个极化分解电路（限幅器+混频器）之间的平衡；
- 反馈环路的相对带宽以及幅度和相位谱（后者决定可以获得的负反馈的量）。

在为窄带（5 kHz）应用中设计的实用极化环发射机中，已经发现分解电路的平衡是主要问题，它决定了最少残余的三阶互调失真大约是-60 dBc。对于带宽宽一些的信号，有限的反馈量是主要问题。对于包络可以降到零的信号尤其如此，因为过零点的存在经常导致包络和相位的波形出现很陡的跳跃，所以产生的包络和相位频谱比复合信号的带宽宽许多。

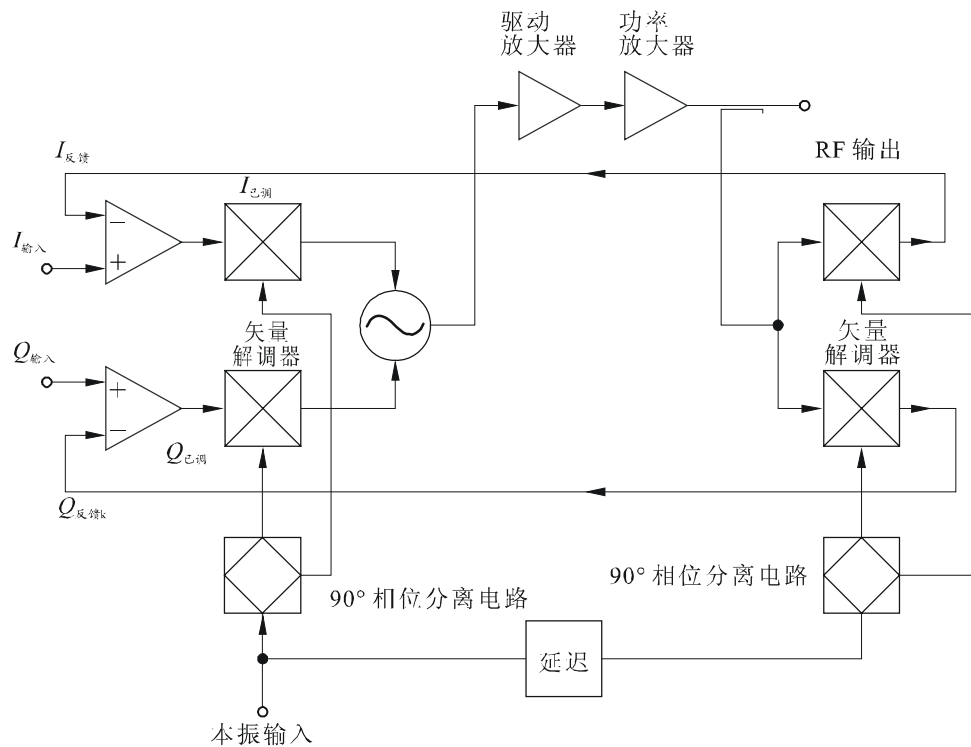
一种替代调制反馈的方法是卡氏环技术，它克服了前面的两个问题，在下节中将进行介绍。

#### 4.6 卡氏环技术

卡氏环技术利用了这样一个事实，即已调的射频信号可以用复基带形式（ $I$  和  $Q$ ），也可以用幅度和相位的函数来表示。

如果对  $I$  和  $Q$  而不是  $A$  和  $\phi$  施加负反馈，将得到图 48 所示的配置。大致的工作过程如下所述。

图 48  
卡氏环技术



0328-48

负基带信号， $I_{已调}$ 和 $Q_{已调}$ ，用来调制在两个平衡混频器中的同相和正交本振信号，合并的输出形成了对驱动和功率放大器的输入。功率放大器输出的取样送到第二对混频器中，这一对混频器作为解调器使用，使用相同的本振。射频输出经过相干解调返回到 $I$ 和 $Q$ 基带。信号 $I_{反馈}$ 和 $Q_{反馈}$ 反馈回去与输入信号 $I_{输入}$ 和 $Q_{输入}$ 在高增益差分放大器中进行比较，输出作为调制器的输入 $I_{已调}$ 和 $Q_{已调}$ 。与极化环的相同，形成了两个正交反馈用来使 $I$ 和 $Q$ 解调后的输出接近 $I$ 和 $Q$ 的输入。应注意到因为反馈是相干的，这个技术与射频反馈是完全等效的，但由于环路的主极点是差分放大器带来的，可以很容易地使相位稳定性保持得很好，即使是在施加了很深的反馈的情况下。

图 48 中的延迟部件是用来保证射频输出和解调载波的相对相位正确。由于环路的补偿机制，相位不需要完全校准。

卡氏环的有效性取决于两个因素：

- 反馈环带宽与 $I$ 和 $Q$ 输入带宽之比（确定反馈量）；
- 解调器的线性（由于 $I$ 和 $Q$ 解调后的输出必须是射频输出的线性表示）。

要注意与极化环不同，射频输出带宽是 $I$ 和 $Q$ 带宽的两倍。我们没有产生宽带 $A$ 和 $\phi$ 信号的问题。

已经制造出的实用卡氏环发射机使用相对窄带的信号并且得到非常好的结果。在双音测试中，与使用开环放大器的相同发射机相比，三阶互调产物通常可以降低 40 dB。

#### 4.7 总结

随着系统中基带处理和再调制技术使用的增加，使用调制反馈来改善 HPA 的线性化已经成为可能。这些技术在带宽方面还存在相当的限制。在需要宽带放大器的情况下，特别需要使用射频预失真技术。

---