ITU出版物
建议书

国际电信联盟
无线电通信部门

ITU-R SM.853-2 建议书

(09/2024)

SM系列：频谱管理

必要带宽

前言

无线电通信部门的作用是确保所有无线电通信业务，包括卫星业务，合理、公平、有效和经济地使用无线电频谱，并开展没有频率范围限制的研究，在此基础上通过建议书。

无线电通信部门制定规章制度和政策的职能由世界和区域无线电通信大会以及无线电通信全会完成，并得到各研究组的支持。

知识产权政策（IPR）

国际电联无线电通信部门（ITU-R）的IPR政策述于ITU-R第1号决议所参引的《ITU-T/ITU-R/ISO/IEC的通用专利政策》。专利持有人用于提交专利声明和许可声明的表格可从 https://www.itu.int/ITU-R/go/patents/zh 获得，在此处也可获取《ITU-T/ITU-R/ISO/IEC的通用专利政策实施指南》和ITU-R专利信息数据库。

ITU-R系列建议书

（也可在线查询https://www.itu.int/publ/R-REC/zh）

系列	标题
BO	卫星传送
BR	用于制作、存档和播出的录制；电视电影
BS	广播业务（声音）
BT	广播业务（电视）
F	固定业务
M	移动、无线电定位、业余和相关卫星业务
P	无线电波传播
RA	射电天文
RS	遥感系统
S	卫星固定业务
SA	空间应用和气象
SF	卫星固定业务和固定业务系统间的频率共用和协调
SM	**频谱管理**
SNG	卫星新闻采集
TF	时间信号和频率标准发射
V	词汇和相关问题

注：本ITU-R建议书英文版已按ITU-R第1号决议规定的程序批准。

电子出版物
2025年，日内瓦

© 国际电联 2025

版权所有。未经国际电联书面许可，不得以任何手段翻印本出版物的任何部分。

ITU-R SM.853-2建议书

必要带宽

（1992-1997-2024）

范围

本建议书提供了必要带宽的公式。

关键词

必要带宽、调频、数字调制、信道偏差、带宽公式

国际电联无线电通信全会，

考虑到

a) 《无线电规则》第**1.152**款定义的“必要带宽”概念对于以尽可能简单的方式规定某一特定发射或发射类别的频谱特性是有用的；

b) 关于有效使用射频（RF）频谱，必须知道各个发射类别的必要带宽，在某些情况下，可使用ITU-R SM.1138建议书和ITU-R SM.2048号报告中列出的公式作为参考，并且某些发射类别的必要带宽将根据规定的发射标准和所需的质量进行评估；

c) 技术的变化导致了无线电通信所用调制方式的增加和变化；

d) 必要的带宽公式中使用的数字参数可能因信号特性（例如平均发话声级）的变化而随时间而变化，

做出建议

（包含在ITU-R SM.1138建议书中的）必要带宽公式应由下列给定公式加以补充。

1 多信道频分复用 – 调频（FDM-FM）发射

为考虑到可能随时间推移的平均发话声级的变化，多信道FDM发射的必要带宽B_n公式为：

$$B_n = 2M + 2\left[d \times 3.76 \times \text{antilog}\left(\frac{X + Y\log N_c}{20}\right)\right]K$$

其中：

M: 最大调制频率（Hz）

d: 每信道偏差

N_c: 复用消息负载中的电路数

K: 单位

$X =$ −2 至 +2.6 对于 $12 \le N_c < 60$ 且 对于$Y = 2$

$X =$ −5.6 至 −1.0 对于 $60 \le N_c < 240$ 且 对于$Y = 4$

$X =$ −19.6 至 −15.0 对于 $N_c \ge 240$ 且 对于$Y = 10$。

括号中的术语是峰值频偏D。分数的分子（$X + Y \log N_c$）代表传递到发射机调制器输入端的复合信号的平均功率。

该公式的基础包含在附件1的第1节中。特别是，附件1显示了如何确定公式中变量X的适当值。

2 未调制脉冲载波

梯形或矩形脉冲形状的未调制脉冲的必要带宽在表1中给出。

表1

未调制脉冲载波

发射描述	必要带宽		发射标识
	公式	样本计算	
未调制脉冲发射	情形1: $B_n = \frac{1,79}{\sqrt{t \cdot t_r}}$ Hz 在梯形脉冲频谱峰包络值以下20 dB的点上	$t = 3 \times 10^{-6}$ s $t_r = 0,06675 \times 10^{-6}$ s 带宽： 4×10^6 Hz	4M00P0N
	情形2: $B_n = 1,27 \sqrt{\frac{\frac{1}{t_r} + \frac{1}{t_f}}{t}}$ 在非对称梯形脉冲频谱峰包值以下20 dB的点上	$t = 3 \times 10^{-6}$ s $t_r = 0,06675 \times 10^{-6}$ s $t_f = 0,167 \times 10^{-6}$ s 带宽： 3.36×10^6 Hz	3M36P0N
	情形3: $B_n = \frac{6,36}{t}$ Hz 在矩形（理想）脉冲频谱峰包络值以下20 dB的点上	$t = 1,41 \times 10^{-6}$ s $B_n = 4,5 \times 10^6$ Hz	4M50P0N

附件2包含用于确定未调制脉冲必要带宽的方法。

3 数字调制

表2给出了若干数字调制的必要带宽和K值示例。

附件3包含用于确定数字调制必要带宽的方法。

表2

数字调制

调制和解调	必要带宽	*K*值示例	分数式功率控制带宽百分比(1)
2-PSK （未滤波） $S = 2$ （计算值）	$B_n = \frac{2\,RK}{\log_2 S}$	10.28 2.0	99 95
2-PSK （滤波，BER = 1×10^{-3}） $S = 2$ （计算值）	$B_n = \frac{2\,RK}{\log_2 S}$	1.0(2) 0.75(3)	100 100
MSK （未滤波） $S = 2$ （计算值） $D = 0.25\,R$	$B_n = \frac{2\,RK}{\log_2 S}$	0.36 3.52	99 99.9
高斯滤波MSK (GMSK) 3 dB预调制 高斯滤波带宽= $0.25\,R$ $S = 2$ （计算值） $D = 0.25\,R$	$B_n = \frac{R}{\log_2 S} + 2\,DK$	–0.28 0.18	99 99.9
数字FM （连续相位FSK） 矩形脉冲 $S = 2$ （计算值） $D = 0.35\,R$	$B_n = \frac{R}{\log_2 S} + 2\,DK$	0.89	99
m-QAM 微波数字 $S = 2^n$ ($n \geq 2$) 滚降（Roll-off） = 0 至 1 50% 分离的Tx/Rx最佳滤波（计算值）(4), (5)	$B_n = \frac{2\,RK}{\log_2 S}$	图1	见图1

表2注释:

BER：二进制误码率。

FSK：频移键控。

MSK：最小频移键控。

PSK：相移键控

QAM：正交调幅。

(1) ITU-R F.1191建议书预计，对于固定业务中的数字调制系统，必要带宽应定义为相当于99%的部分功率控制。

(2) 对于这种情况 $E_b/N_0 = 7.5$ dB。

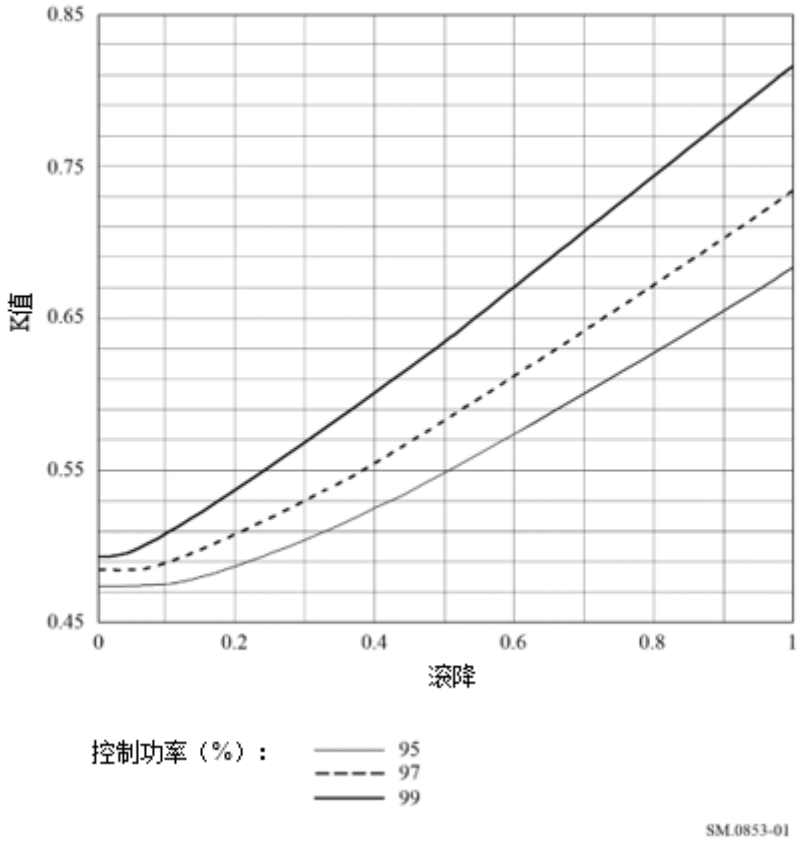
(3) 对于这种情况 $E_b/N_0 = 9.3$ dB。

(4) 实际滤波可能在*K*值与包含计算关系方面产生细微差别。

(5) 4-和8-QAM格式与滤波后的4-PSK和8-PSK格式相吻合。

图1

***K*值与*m*-QAM调制格式的 滚降对比参数：功率抑制因子**



附件1

FDM-FM必要带宽的计算

1 多信道FDM-FM发射

ITU-R SM.1138建议书“必要带宽的确定及其计算举例与相应的发射标志的举例”在其附件1表III-B中包括了用于计算多信道FDM-FM发射峰值频偏的必要因子。在卡森法则（$B_n = 2M + 2DK$）中，峰值频率偏差是一个关键因子，用于计算频谱划分所需的带宽。表III-B全文复制为表3。

表中的因子2,6、−1和−15是在标准的、商用电话、公共交换网络电路中的平均功率（dBm0（见注1））值。事实上，这些数值是以1960年“发话音量”的测量为基础的，前国际无线电咨询委员会（CCIR）同意了这一测量结果，并最终在世界无线电行政大会（1979年，日内瓦）上酌情同意用于必要带宽计算。

注1 – “dBm0”指相对于0相对传输电平点的1 mW的功率（dB）。

表3

多信道FDM-FM发射

<table>
<tr><td colspan="2">FDM-FM多信道发射中计算D、峰值频偏的乘法因子</td></tr>
<tr><td colspan="2">对于FDM-FM系统，必要带宽为：
$$B_n = 2M + 2DK$$
在这些公式中B_n的D值或峰值频偏通过乘以r.m.s.来计算。每信道偏差值乘以适当的“乘法因子”，如下所示。
在频率的连续性导频f_p高于最大调制频率M的情况下，一般公式变为：
$$B_n = 2f_p + 2DK$$
在导频产生的主载波调制指数小于0.25，且导频产生的主载波的r.m.s.频偏小于或等于每信道偏差的r.m.s.值的70%的情况下，则通用公式变为：
$$B_n = 2f_p \quad \text{或} \quad B_n = 2M + 2DK$$
取其中较大的值。</td></tr>
<tr><td rowspan="2">电话信道数，N_c</td><td>乘法因子(1)</td></tr>
<tr><td>（峰值因子）× antilog $\left[\dfrac{\text{调制参考电平以上的数值，单位为dB}}{20}\right]$</td></tr>
<tr><td colspan="2">FDM-FM多信道发射中计算D、峰值频偏的乘法因子</td></tr>
<tr><td>$3 < N_c < 12$</td><td>$4.47 \times \text{antilog}\left[\dfrac{\text{设备制造商或台站被许可人规定的数值（单位为dB），有待主管部门批准}}{20}\right]$</td></tr>
<tr><td>$12 \le N_c < 60$</td><td>$3.76 \times \text{antilog}\left[\dfrac{2.6 + 2\log N_c}{20}\right]$</td></tr>
<tr><td>$60 \le N_c < 240$</td><td>$3.76 \times \text{antilog}\left[\dfrac{-1 + 4\log N_c}{20}\right]$</td></tr>
<tr><td>$N_c \ge 240$</td><td>$3.76 \times \text{antilog}\left[\dfrac{-15 + 10\log N_c}{20}\right]$</td></tr>
</table>

(1)在上表中，乘数3.76和4.47分别对应于11.5 dB和13.0 dB的峰值因子。

在1975年和1976年，在相同的电路和网络中，使用相似的方法进一步测量了语音信号功率，以便能够将结果与早期工作直接进行比较。从那时起，一直在工业界和政府部门对后来的测量进行研究，最终导致了对公众交换电话网络中典型国内应用的修改。

总结1975-1976年的研究（包括与早期研究存在差异的原因），发现随着时间的推移，发生了重大变化，使实际平均讲话功率电平平均下降约4.6 dB。从语音音量的角度来看，这些变化趋向于提高交换公共网络中业务的一致性。其中包括长话级电池系统比例的降低、损耗计划的改进、电话机的升级以及直达中继的增加。直拨长话拨号随着新的环路和干线设计技术的采用已经成为标准的做法。此外，1975-1976年期间，先进数字数据采集技术促进了对语音信号功率的测量，与1960年测量使用音量单位测量相比，测量精度更高。1960年和1975-1976年调查之间所有测量的标准偏差平均减少了约三分之一，从7个音量单位降至4.6个

单位。采用多级统计抽样方案（近端和远端），对源自约2 500个环路的10 000多个呼叫进行讲话者功率测量。平均对话信号功率（在整个观测间隔上进行平均）和一种新的语音电平测量（称为等效峰值电平（EPL）），是用来描述讲话者信号特性的测量。环路直流电流、业务等级、交换类型和呼叫目的地作为1975-1976年研究的一部分进行了记录。

注2 – 音量单位是测量话音电平的一种方式，在稳定的正弦波电压下，功率电平指示器以dB为单位进行校准，以1 mW/600 Ω作为参考。指标的响应不是频率加权的。音量单位读数是通过一组特定的米弹道（机械）特性获得的平均值。

后来的研究表明，在公共交换网络系统中（1975年和1976年），语音信号功率几乎不依赖于呼叫目的地或始发业务类别（住宅、商业、本地、长途和组合）。微小的差异大部分可由环路特性来解释。研究结论归因于心理因素（如呼叫距离或对接收音量的感觉）的话音信号功率几乎没有变化。测量的平均值表明，1975-1976年的交换电信网基本上是对客户透明的，因为发话人信号功率对呼叫距离、本地或长途呼叫分类或本地环路环境之外的其他因素并不敏感。总之，人们认为，以后对电话“发话声级”的测量表明，当不使用电话时，人口的正常语音水平是相同的。结论是，未来在进行测量的交换公用电话网内，代表性发话声级预计不会有进一步变化。因此，在审查FDM-FM系统必要带宽公式时，应将此考虑在内，此时电话语音在整个FDM-FM电路中占有重要地位。

在表3所示的B_n公式中，三个因子2.6、−1和−15是用于确定D或峰值频偏的乘法因子的分量。在馈给FDM-FM无线电电路的电话电路上降低“发话声级”的实际结果是较小的峰值偏差。有三个独立的参数用于确定FM信号的峰值频偏，所有这些参数都受到系统设计的限制，以限制每个参数的最大值，从而D不会超过预先确定的值（在FDM-FM系统中）。这些变量是：

– r.m.s.每信道偏差值，

– 消息信道中的平均功率，

– 复用消息负载中的总信道数。

如果能够降低话音信号的平均功率，如1975-1976年研究指出的那样，将有可能与其他两个参数进行折衷。这可以通过以下方式来实现：

– 增加相同频率带宽中的信道数量，

– 通过减少相同数量信道的带宽来提高频谱效率，

– 两种方法的结合。

例如，在使用4 kHz话音级消息信道的系统中，可以改变数据与话音业务的比率。用户可以选择保持在指定的射频带宽内，然后选择一个平均消息信道功率电平，该电平可用于在消息信道数量的增加与其各自的频率偏差之间进行折衷。对于数据通信量与语音通信量的给定比率，用户可能会认为4 kHz消息信道数量过多地增加会减小每个信道的偏差，以至于信号质量下降。然而，可以选择平均消息信道功率电平，该电平保持在规定的射频带宽之内，并允许消息信道的数量有所增加，同时仍然允许各个信道的频率偏差按比例增加。用这种方法，不是用所有可用的频谱来使消息信道的数量最大化，而是有可能获得每个信道偏差值的增加，这将改善信噪比，并可能降低数据业务的BER。

因此，微波系统设计的平均信息功率电平参数可在当前等式中使用的电平和低4.6 dB的电平之间选择。当平均消息功率电平（讲话者功率）降低时，改变（即增加）系统中其他可用参数是有正当理由的。然而，由相关运营商（或政府）在顾及可能权衡利弊的情况下做出的变更决定是适当的。

这里要重点的一点是认识到变化的平均“讲话者功率”电平。考虑到话音电话电路中平均“讲话者功率”要降低4.6 dB，2.6、−1和−15的值通常用变量X替代，X值的范围则在由现有值组成的限值与低4.6 dB的相应值之间，这取决于FDM-FM系统中电路的总数，以及系统本身的组成。

因此，必要带宽B_n为：

$$B_n = 2M + 2\left[d \times 3.76 \times \text{antilog}\left(\frac{X + Y \log N_c}{20}\right)\right] K$$

其中：

M: 最大调制频率（Hz）

d: 每信道偏差

N_c: 复用消息负载中的电路数

K: 单位

K: 单位

$X =$ −2 至 +2.6 对于 $12 \le N_c < 60$ 且 对于$Y = 2$

$X =$ −5.6 至 −1.0 对于 $60 \le N_c < 240$ 且 对于$Y = 4$

$X =$ −19.6 至 −15.0 对于 $N_c \ge 240$ 且 对于$Y = 10$。

括号中的术语是峰值频偏D。分数的分子（$X + Y \log N_c$）代表传递到发射机调制器输入端的复合信号的平均功率。如表3所示，数值3.76对应于11.5 dB的峰值因子。

为了在B_n公式中正确地选择X值，总结一下它在FDM-FM系统中使用的适用条件是有帮助的。在4.6 dB范围内的最终选择可能是凭经验的。从编纂的研究细节中可以清楚地看出，−2、−5.6和−19.6 dBm0的平均“讲话者功率电平”应在B_n公式中用FDM-FM系统取代$N_c \ge 12$的相应数字，该系统用于为现代商业公用电话电路提供中继连接，其中大多数FDM-FM信道用于语音。

在更小的、专用的或较旧的FDM-FM系统中，特别是那些在大多数信道中$N_c < 12$或包含数据（非语音）的系统，表3所示的原始值标称适用。典型的多路数据电路工作在−13至−15 dBm0的功率电平。因此，复合负载限值将通过使用值$X =$ −13至−15来确定，用于具有较大百分比的数据电路的系统，$N \ge 240$。与共路信令相反，单个信道信令表示适用−15 dBm0电平（$N_c \ge 240$的系统）。

如上所述，在信号功率电平的4.6 dB范围内进行选择主要取决于经验。RF频段本身与“讲话者功率”参数的选择无关。值得注意的是，作为新参数实际应用的一个例子，在目前仅指定给1 500条电路的相同地面固定点对点微波射频带宽内，可工作电话信道多达1 800条，大大提高了频谱效率。

附件2

未调制脉冲必要带宽的计算

规定了梯形或矩形脉冲形状的未调制脉冲常见情况的必要带宽。脉冲频谱理论包络峰值以下20 dB的值是用于确定未调制脉冲必要带宽的标准。未调制脉冲的脉冲频谱包络值是使用简单的计算方法确定的。

表1列出了计算出的未调制脉冲的必要带宽。在情况1（梯形脉冲）中，脉冲宽度t是50%幅度点之间的时间，t_r（上升时间）是10%幅度点和90%幅度点之间的时间。下降时间t_f等于上升时间t_r。在情况2中，上升时间t_r不一定等于下降时间t_f。下降时间是在90%和10%幅度点之间的时间。情况3（矩形脉冲），t为脉冲宽度。

附件3

数字调制必要带宽的计算

数字数据调制必要带宽的公式（ITU-R SM.1138建议书）包括一个系数K，它考虑了在设计系统时所做的折衷。折衷决策通常涉及系统功率、带宽和性能（BER）。例如，通过使用更高级别的调制，数字视距系统用功率换取带宽。对于给定的频谱量，较高级别的数字调制，如16-QAM、64-QAM和256-QAM，可以比较低级别的调制传输更多的bit/s，但需要更大的功率（即更高的载噪比）。相反，在星载功率有限的卫星系统中，经常用频谱换取功率，并采用较低电平的调制。数字信号通常需要显著的滤波，才能达到相邻信道保护要求。

数字信号的滤波可以作为基带发射机信号的预调制滤波，或者在发射机或接收机内的一个或多个其他点上进行。增加这一滤波的补偿是提高系统C/N。K因子的数值取决于滤波器选择性特性的数量和形状。滤波器的特性是根据具体情况设计的。因此，在必要带宽公式中包括K的单一数值是不现实或没有好处的。

表2示出若干数字调制时K的一些示例值。K值用于计算或测量的频谱。表2包括了所用的必要带宽公式、其他参数如功率、E_b/N_0和BER的K值。数字FM必要带宽（B_n）的公式来自ITU-R SM.1138建议书。R是比特率，S是信令状态的数量，D是频率偏差。PSK调制的必要带宽公式基于此带宽应为符号速率的几倍这一原理。

MSK、GMSK和数字FM调制是具有恒定幅度和连续相位的一类调制的例子。这些连续相位信号可视为同时使用相位和频率调制。任一必要的带宽公式（频率或相位）都可用于这类调制。由于信号用调制指数（$2D/R$）表示，必要带宽的FSK公式用于表2中的这些信号。同样，对于QAM调制，使用PSK必要带宽公式。其基本原理是m-QAM信号由具有不同信号幅度、比特率（$R/\log_2 m$）和相同滤波的$m/2$ 2-PSK信号的统计和组成。