

为时延误差,应予以综合考虑.

四、测量精度和误差分析

本设备按三、1的要求布设水听器基阵,测距精度小于 $\pm 1\%$,影响测距精度的主要因素是时延精度及水听器间距布设精度.测距方差与时延估计方差由下式联系:

$$\sigma^2(\hat{R} - R) = c^2 \sigma^2(\Delta\tau - \Delta\tau_0)(R/L_e)^4,$$

其中 c 为声速, $\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1$ 为时延差, L_e 为有效基阵长度 $L_e = d \sin \theta$.

显然,测距精度取决于时延的测量精度和有效基阵长度.水听器间距的布设误差可归结

五、结 语

本设备用于近场水下爆炸声源被动测距,采用先进的微机接口技术和专用软件,充分利用微机的灵活高速的信号处理能力,配以有效的信号检测逻辑硬件,实现了高精度测距和测量过程的全自动化.解决了试验场水下测量中的一个难题.

本设备已通过了海上验收实验和技术鉴定.

用声表面波技术实现扩展频谱 通信有效的 MSK 信号

冯所椿* 李丽岩 金国华

(中国科学院声学研究所)

1985年10月9日收到

本文描述了扩展频谱通信有效的 MSK 信号的特点和性质,及用声表面波(SAW)技术调制/产生这种信号的工作原理、方法和结构,是一种较理想的技术.给出了用 SAW 技术实现 MSK 信号的各种方法和结构的实验结果,结果是优良的.

文中我们提出了 MSK-SAW 发生器的一种新结构.

一、引 言

利用数字传输信息是现代通信的一种重要形式.数字信号的形式很多,发展也很快.目前最常用的一种是二进制移相键控(PSK)信号,这是因为它具有调制解调简单,易于实现,误码率性能好等优点.但随着通信的日益迅速发展,信道的频带越来越拥挤,引起严重的相邻信道间的相干干扰,PSK型(包括BPSK、QPSK和OQPSK等)信号已不能满足要求.于是,如何提高频道的利用率,最小传输带宽,成为严重的问题,引起人们的深切关注.六十年代发现

的七十年代日趋完善的 MSK (Minimum shift Keying, 最小移频键控)信号,提供了解决这个问题的基础. MSK 波形比 PSK 波形具有较集中的频率能量谱分布,功率谱旁瓣滚降快,幅度恒定,误码率与 PSK 型波形相同等性质.它还具有连续(一级微商也是连续的)相位的特点,使得带限和硬限幅不受影响. MSK 波形用电路方法产生比 PSK 波形困难;而用 SAW 技术实现则较简单,是一种较理想的技术.

由于 MSK 波形具有优良的特性,用 SAW 技术实现又简单可靠,是无源的,体积小重量

* 该作者已调到中国科学院广州电子技术研究所.

轻,造价便宜,及它的解调容易,还具有自同步的特点,因此在扩展频谱通信和数字雷达中,特别是卫星通信,机载通信系统和雷达系统,导航,测距等等领域,将获得广泛的应用。民用电视电话也是它的一个重要应用领域。

二、MSK波形的一般描述

MSK 波形是一种二进制数字调制信号。它实际上是由两个正交的具有正弦包络(不是矩形包络)的 PSK 波形组成;亦就是说,是具有正弦包络的 OQPSK 信号。MSK 波形可表示作^[1]:

$$S(t) = a_I \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos(2\pi f_0 t) + a_Q \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin(2\pi f_0 t) \quad -T \leq t \leq T \quad (1)$$

其中 a_I 是同相(偶数)码元序列, a_Q 是 $\pi/2$ 相差(奇数)码元序列, a_I 和 a_Q 取 ± 1 , 依赖于码元是 $+1$ 或 -1 ; 因子 $\cos(\pi t/2T)$ 或 $\sin(\pi t/2T)$ 是加权函数; T 是码元持续期; f_0 是载波频率。利用三角函数的相同性, (1) 式可重写为:

$$S(t) = \cos(2\pi f_0 t \pm \pi t/2T) \quad (2)$$

图 1 示出 MSK 波形的合成图。由(2)式可见, MSK 波形有两个频率,分别为:

$$f_1 = f_0 - 1/4T, \quad f_2 = f_0 + 1/4T \quad (3)$$

于是有

$$(f_2 - f_1)T = T\Delta f = 0.5 \quad (4)$$

其中 $\Delta f = f_2 - f_1$ 。因此可以把 MSK 波形看

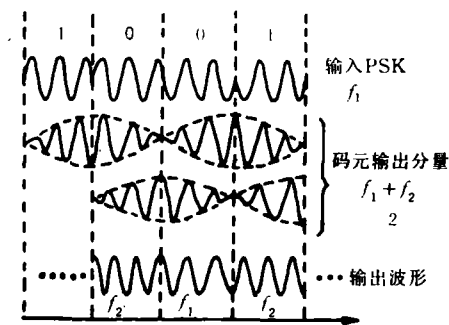


图 1 MSK 波形的合成

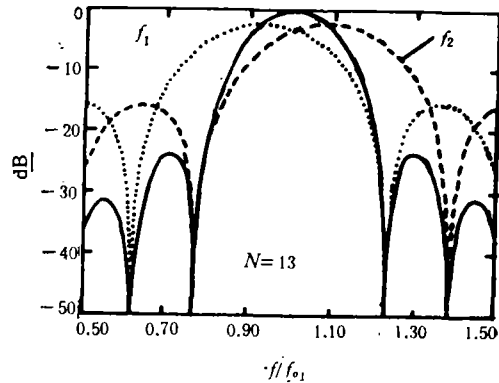


图 2 MSK 信号的频率谱

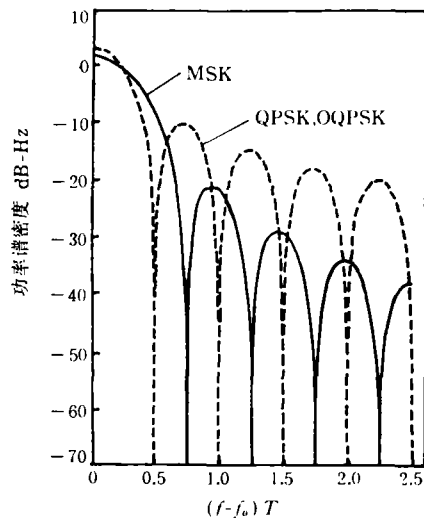


图 3 MSK 与 QPSK 和 OQPSK 信号功率谱密度之比较

作调制指数为 0.5 的 FSK 信号,或快速 FSK (FFSK) 信号^[2],或连续相位 FSK(CPFSK) 信号^[3-4]。

如果选择中心频率 f_0 为在时间 $2T$ 内中频正弦波半波长数目的奇数,即

$$f_0 = (2m + 1)/4T = N/4T \quad (5)$$

这里 m 是某些选择的整数, $N = 2m + 1$, 那么

$$f_1 = m/2T = (N - 1)/4T \quad (6)$$

$$f_2 = (m + 1)/2T = (N + 1)/4T$$

若用滤波器来合成 MSK 信号,那么滤波器的响应输出应为:

$$h(t) = \cos(\pi t/2T) \cos(2\pi f_0 t) \quad |t| \leq T \quad (7)$$

(7) 式的傅氏变换是 MSK 信号的频率谱,

$$H(f) = \left[\frac{\sin\{(f-f_1)\pi T\}}{(f-f_1)\pi T} \right] \cdot \left[\frac{\sin\{(f-f_2)\pi T\}}{(f-f_2)\pi T} \right] \quad (8)$$

是两个辛格函数的乘积,如图 2 所示。

综合上述各式和图,可得出 MSK 波形具有如下的特点和性质: 1. 恒定的幅度包络; 2. 码元渡越瞬间,载波相位是连续的; 3. 相对于 f_0 的过剩相位是 $\phi(t) = \pm(\pi t/2T)$,在每一码元周期 T 秒中是线性增加或减少的; 4. 谱经济和旁瓣滚降快,频率谱包络 $\approx (\text{sinc} X)^2$,而功率谱 $\approx (\text{sinc} X)^4$ 。图 3 示出 MSK 信号与 QPSK 和 OQPSK 信号的功率谱密度之比较。

三、用 SAW 技术实现 MSK 信号

MSK 波形可以用电路方法实现,但比较复杂^[9];用 SAW 技术综合则较简单,可以说是一种较理想的方法。SAW 技术能提供较宽的带宽,码元率可达 100MHz,同时还能精确地控制所需的脉冲响应和相位,具有低畸变电平的优点。目前用 SAW 技术综合 MSK 波形有两种方法:一种是由 PSK 波形通过 SAW 调制器变换成 MSK 波形^[5,7];另一种是用 δ -脉冲直接激励 SAW 滤波器(发生器)而产生 MSK 波形^[6]。下面讨论这两种方法的工作原理。

1. PSK→MSK 波形变换技术

PSK 波形通过 SAW 调制器变换成 MSK 波形的简单框图如图 4 所示。输入基带码序列与中频载波 f_1 混频,产生码元持续期为 T 的 PSK 波形,这个波形的第 n 个码元可表示作:

$$S_n(t) = \begin{cases} (-1)^{k(n)} \cos(2\pi f_1 t + \theta) & nT \leq t \leq (n+1)T \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (9)$$

其中 $k(n) = 0$ 或 1 是第 n 个码元的值。PSK 波形馈进 SAW 调制器,其输出就是 MSK 波形,只要这个 SAW 调制器的脉冲响应为

$$h(t) = \begin{cases} \sin(2\pi f_2 t) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (10)$$

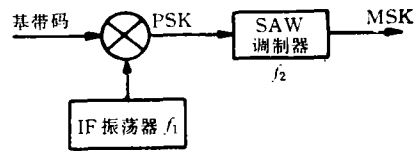


图 4 PSK→MSK 波形的变换

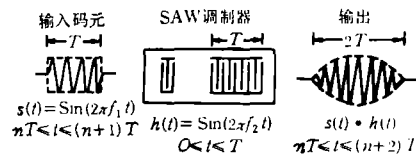


图 5 PSK→MSK SAW 调制器

及 PSK 波形的相对载波相位被锁相在 $\pi/2$, 即(9)式中的 $\theta = \pi/2$, 则 SAW 调制器的输出就是处处相位连续的幅度恒定的 MSK 波形。实际上, SAW 调制器的输出是 $S_n(t)$ 和 $h(t)$ 的卷积,即

$$S_n(t) * h(t) = \begin{cases} (-1)^{k(n)} \cos(\pi t/2T) \cos(2\pi f_0 t) & \text{奇数 } n \\ (-1)^{k(n)} \sin(\pi t/2T) \sin(2\pi f_0 t) & \text{偶数 } n \\ nT \leq t \leq (n+1)T \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (11)$$

如图 5 所示,其中输入叉指换能器 (IDT) 是宽带的,输出 IDT 是长度为 T 的等孔径换能器。宽带输入 IDT 只是作为电声转换发射声波的作用,对调制器脉冲响应的影响很小。为了只使信号频谱的主瓣通过,输入 IDT 可以用一个加权(例如 $\text{sinc} X$ 函数) IDT 代替。

我们注意,图 5 中的输出具有 $2T$ 持续期和载波频率 $f_0 = (f_1 + f_2)/2$ 。当具有码元持续期为 T 的连续的 PSK 波形馈进时,输出总是精确地有两个“分量”迭加,即(11)式中的奇次和偶次分量的和或差,如图 1 所示。这里重要的一个问题是中频振荡器必须被锁相在 $\theta = \pi/2$ 。但 Amoroso 和 Kivett^[1] 指出,当 $|f_2 - f_1| \ll |f_2 + f_1|$, 即 $N \gg 1$ 时,锁相可以不需要,仍可得到满意的结果。

2. δ -脉冲技术

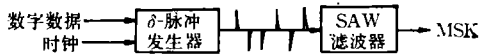


图6 MSK-SAW 发生器的系统框图

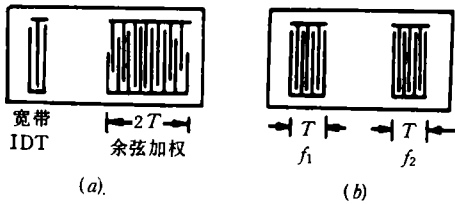


图7 MSK-SAW 发生器的基本结构

这种技术是先把数据数字码变换成相应的双极性的 δ -脉冲序列,再输入到 SAW 滤波器。运用这种技术,除 SAW 滤波器的性能外, δ -脉冲发生器的性能也是一个重要的问题。对脉冲发生器的要求有三点:1. 脉冲间隔必须精确地等于 T ;2. 正和负脉冲的幅度必须相等;3. 脉冲宽度必须足够窄,它的频谱在所利用的带宽内不能有明显的滚降,否则将引起严重的寄生调幅畸变。

δ -脉冲技术的工作原理如图6所示。数据数字码和时钟同时输入到 δ -脉冲发生器,其输出是相应于数据码的正和负的窄脉冲序列,脉冲间隔精确地为码元持续期 T ,窄脉冲序列冲激 SAW 滤波器就得到 MSK 波形输出。在这种情况下,SAW 滤波器的脉冲响应由(7)式决定。因此,SAW 滤波器有如图7所示的两种结构。图7(a)输入 IDT 是宽带的,而接收 IDT 是长度为 $2T$ 的余弦加权换能器,它的脉冲响应是非常好地近似于(7)式。这种结构及其修正结构, Malocha 等人^[6]已作了实验研究,得到较好的结果。

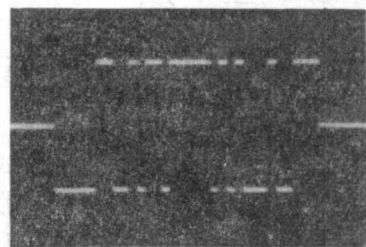
图7(b)是我们提出的另一种结构,输入和输出 IDT 都是长度为 T 的非加权换能器,指条数目分别为 $N_i = 2Tf_1 + 1$ 和 $N_o = 2Tf_2 + 1$, f_1 和 f_2 分别为两个 IDT 的同步频率。当用 δ -脉冲激励时,其输出是两个 IDT 各自的脉冲响应的卷积,这就相当于 PSK \rightarrow MSK 信号变换的情况。输出的频谱是两个 IDT 各自

的谱 ($\text{sinc } X$) 的乘积,即近似为 $(\text{sinc } X)^2$,这就相当于(8)式和图2。

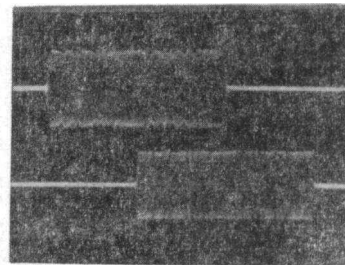
四、MSK-SAW 调制器/发生器的性能

我们用 YZ-LiNbO₃ 作为基片,设计了四种 SAW 滤波器作为 MSK 信号的调制器和发生器。两种作为 PSK \rightarrow MSK 信号变换器(调制器),另两种是 δ -脉冲激励的 MSK 信号发生器。设计参数均为: $T = 0.2\mu\text{s}$, $m = 23$, $f_1 = 57.50\text{MHz}$, $f_2 = 60.00\text{MHz}$, 则 $f_0 = (f_1 + f_2)/2 = 58.75\text{MHz}$, $\Delta f = f_2 - f_1 = 2.5\text{MHz}$ 。

1. 宽带输入 IDT 的 PSK \rightarrow MSK 信号变换的 SAW 调制器,所得实验结果如图8所示。所用的基带数据码为 32bit M-序列 $\{a_n\} = \{11111001101001000001010111011000\}$,如图8(b)所示。中频信号发生器的输出频率为 $f_1 = 57.50\text{MHz}$ 。基带码和中频载波输入到 PSK 信号调制器,其输出经放大器放大后(图8(a)上述)馈进 SAW 调制器,其输出经放大器放大得如图8(a)下述所示的 MSK 信号,寄生调幅为 $\pm 9\%$ 。PSK 信号调制器是通常



(a) 上述: PSK 波形 下述: MSK 波形



(b) 双极性数据码

图8 宽带输入 IDT 的 SAW 调制器 PSK \rightarrow MSK 波形变换

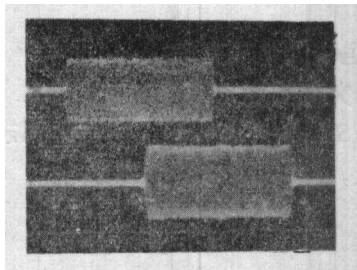


图9 $\text{sinc } X$ 函数加权输入 IDT 的 SAW 调制器
PSK \rightarrow MSK 波形变换
上迹: PSK 波形 下迹: MSK 波形

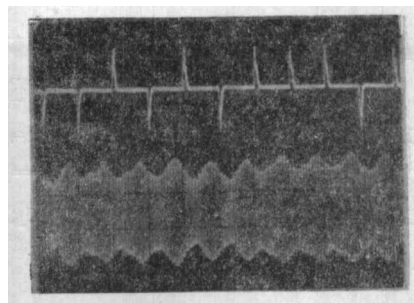
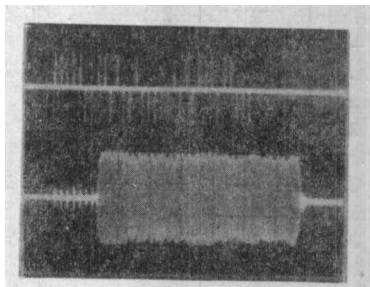
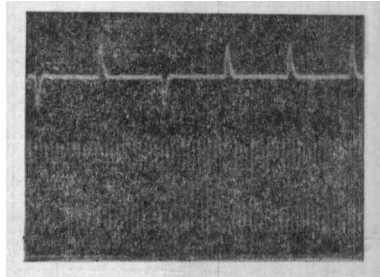


图11 输入和输出 IDT 相同的 SAW 滤波器
 $\delta\rightarrow$ MSK 波形产生



(a) 上迹: δ -脉冲序列 下迹: MSK 波形



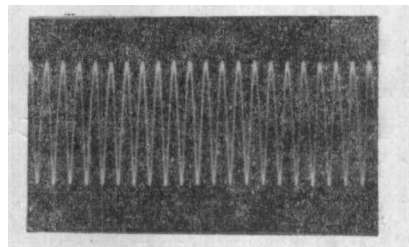
(b) 图(a)的时间展宽

图10 余弦加权 SAW 滤波器, $\delta\rightarrow$ MSK 波形产生

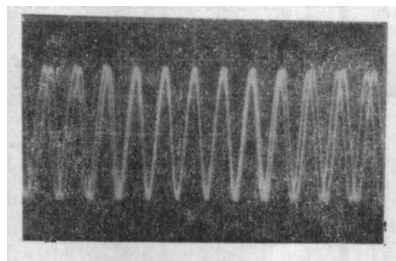
用的双平衡调制器,由两个脉冲变压器和四个晶体二极管组成。这种调制器用如图8(b)所示的双极性数据码调制最好,可以不用时间门就可得到清净的突发波形段,如图8(a);如用单极性数据码(“0”码元用零电平表示)调制,无信号(零电平,与“0”码元一样)时也产生调制,有连续波输出,则需用一个同步时间门把所需的突发波形段取出,增加了门电路的复杂化。

2. $\text{sinc } X$ 函数加权输入 IDT 的 PSK \rightarrow MSK 信号变换的 SAW 调制器,所得结果如图9所示。所用的基带数据码、PSK 信号调制器和测量电路与图8相同,获得的 MSK 波形的寄生调幅为 $\pm 7\%$ 。

3. 余弦加权 SAW 滤波器的 δ -脉冲技术,应用声学



(a) 相位连续性



(b) 码之间的频率差

图12 MSK 波形的相位和频率

所得结果如图10所示,MSK 波形的寄生调幅为 $\pm 11\%$ 。图10(a)的上迹是输入的 δ -脉冲序列,逐次脉冲的间隔精确地为 $0.2\mu\text{s}$,尖脉冲的根部宽度为 12ns ,正和负脉冲分别相应于基带数据码的“1”和“0”,或反之。从图10(a)见到 δ -脉冲的直接泄漏,SAW 滤波器需很好的屏蔽。由于本文是作原理性研究,没有企图解决这个问题。

4. 输入和输出 IDT 相同的 SAW 滤波器的 δ -脉冲技术,所得结果如图11所示。这种结构是本文提出的结构,是初次研究,所得结果还不够理想,有待进一步的研究改进。由图可见,寄生调幅比较大,达 $\pm 20\%$ 。寄生调幅近似三角形,这是因为 SAW 滤波器的脉冲响应近似于两个方波的卷积。

在上述几个实验中,实验得的 MSK 波形

均符合理论结果。以上述第二种结构为例示于图 12。图 12(a) 示出 MSK 波形的相位连续性; 码元间的频率差如图 12(b) 所示, 频率差在六十分之二至三之间, 精确测量为 $f_1 = 57.50$ MHz 和 $f_2 = 60.00$ MHz, 符合设计要求和理论结果。

五、结 束 语

上面我们描述了扩展频谱通信有效的 MSK 信号的特质, 及用 SAW 技术实现这种波形的工作原理和 SAW 器件的各种结构。文中我们提出了 MSK-SAW 发生器的一种新结构, 给出了用 SAW 技术实现 MSK 波形的各种方法和结构的实验结果。我们的实验结果表明, 用 PSK \rightarrow MSK 信号变换技术得到较好的结

果, 实现也较简单和有效。

本研究得到南京航空学院仰书耀等同志帮助制作 PSK 信号调制器, 申庆凤同志协助拍照掩模版, 在此表示衷心的感谢。

参 考 文 献

- [1] F. Amoroso and J. A. Kivett, *IEEE Trans. Commun.*, COM-25(1977), 433—440.
- [2] R. Debuda, *IEEE Trans. Commun.*, COM-20(1972), 429—435.
- [3] F. Amoroso, *IEEE Trans. Commun.*, COM-24(1976), 381—384.
- [4] S. A. Gronemeyer and A. L. McBride, *IEEE Trans. Commun.*, COM-24 (1976), 809—820.
- [5] W. R. Smith, 1977 Ultrasonics Symp. Proc., 524—528.
- [6] D. C. Malocha, J. H. Goll and M. A. Heard, 1979 Ultrasonics Symp. Proc., 518—521.
- [7] M. F. Lewis, 1982 Ultrasonics Symp. Proc., 256—261.

早期反射声图谱的本质及瞬态扩散系数

向斌南 王 峥 张美丽

(北京市建筑设计院研究所)

1985 年 12 月 16 日收到

厅堂内一点接收到的各早期反射声, 对该点的音质影响很大。但一般从示波器上所摄得的早期反射声图谱, 有时并不可靠。为了在设计过程中对这些反射声图谱进行比较或改进, 可以利用计算机和以瞬态扩散的概念为基础, 从各早期反射声在时间、空间和幅度三方面扩散是否均匀来考虑, 定义出一个单一的量瞬态扩散系数 D 。利用 D 就可以对厅堂内各点或各厅堂之间的反射声图谱定量地进行比较。 D 也可用于厅堂内瞬态响应的分析和研究。

一、前 言

厅堂内一点接收到的早期反射声对该点的音质影响很大。多年来建筑声学界在这方面曾做了很多的研究和讨论。但在实际设计中早期反射声如何运用却一直进展不大。这主要有下列三方面的原因:

1. 早期反射声计算困难 由于早期反射声数量甚多, 手算几乎是不可能的。但这一点由于近年来计算机的发展, 已适当地解决了。

2. 反射声图谱不唯一 很多这方面的研究由于对脉冲宽度未加注意, 因而有时同一点, 同一频率的反射声图谱大相径庭。图 (1) 即表示

在同一厅堂内, 同一声源和同一接收点, 只是由于脉冲宽度的改变, 所接收到的反射声图谱改变的情况。这样就无从对反射声图谱进行分析比较。

3. 反射声图谱没有定量 即使确定了反射声图谱, 但面对那数十根反射线如何处理, 能否给它一个定量的描述, 还有待解决。

本文即拟就反射声图谱的定量加以讨论。

二、反射声图谱的本质

从几何声学考虑, 在固定声源和接收点的情况下, 反射声图谱有以下几个不变量:

1. 直接声和各反射声到达的序列和延时。