

声表面波付里叶变换信息处理机

C. Atzeni, G. Manes 和 L. Masotti

(意大利 Firenze 大学)

摘要 线性调频变换是一种新的处理技术, 这种技术能够用时间域表示频率域的方法来提供信号的实时付里叶变换。这种技术已经能用有效而高质量的大时间—带宽乘积的声表面波 (SAW) 线性调频滤波器来实现。声表面波线性调频变换信息处理机为信号处理提供了一种强有力的工具。这种处理机能完成大量各种各样的信号处理功能, 如: 谱分析、网络分析、信号的产生和过滤等。

一、付里叶变换处理机

信号的付里叶变换能够利用两个基本的线性调频变换结构来得到。

最熟知的结构称作 MCM(乘—卷积—乘)变换单元, 如图 1a 所示。输入信号先用频率随时间线性变化的波形(通常称为“Chirp”)来乘, 然后再在具有相反的频率调制斜率的线性调频滤波器中卷积。

线性调频滤波器的输出能写作:

$$g(t) = [s(t)e^{-j\mu t^2}] * e^{j\mu t^2} \\ = e^{j\mu t^2} \int s(\tau)e^{-j2\mu t\tau} d\tau \quad (1)$$

这里 * 表示卷积。

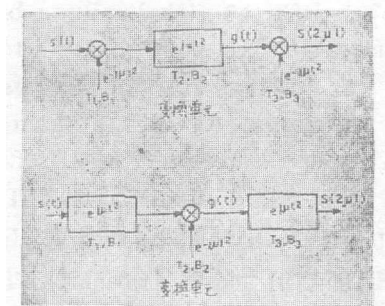


图 1 付里叶变换处理机

按照

$$\omega = 2\mu t \quad (2)$$

* 原文题目: “Surface-Acoustic-Waver Fourier-Transform Processors”.

把频率变量 ω 用时间变量 t 表示, 这样就能够认得出, 方程(1)等式右边的积分具有输入信号 $s(t)$ 的付里叶变换 $S(\omega)$ 的形式。

频率—时间变换系数 2μ 等于线性调频的频率—时间斜率。

最后这个相乘的作用是消去(1)式里的不希望有的二次相位畸变。能够证明, 系统的带宽 B_s 和频率分辨力 $\Delta\omega$ 与图 1 变换中的线性调频脉冲的持续时间的关系为:

$$B_s = 2\mu[T_2 - T_1] \quad (3)$$

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{T_1} \quad (4)$$

表示在图 1、b 中的第二种结构是互换相乘和卷积的位置, 称为 CMC 变换单元(卷积—乘—卷积)。利用卷积和乘积的对偶性和近似付里叶变换关系式

$$\text{FT}[e^{\pm j\mu t^2}] = e^{\mp j\omega^2/4\mu} \quad (5)$$

CMC 的运算就能够很容易地由 MCM 处理机的时间域运算对偶到频率域来研究。

在这种情况下, 系统的带宽和频率分辨力是:

$$B_s = B_1 \quad (6)$$

$$\Delta\omega = \frac{2\mu}{B_2 - B_1} \quad (7)$$

尽管线性调频变换的原理已经知道好多年了^[1-4], 但是这种技术在模拟信号处理中的应用, 只是在最近才重新得到重视, 这是由于研制出了实用上能实现模拟线性调频滤波器的新器件, 这种滤波器是变换的关键性元件。今天声表面波器件能做成应用于频率从几兆赫到 1 千兆赫的线性调频滤波器, 这种滤波器的典型带宽(用分数表示)是 30%, 色散延迟是数十微秒, 并有合适的插入损耗^[5]。电荷转移器件, 特别是电荷耦合器件(CCD), 为实现从基本频带到最高频率约十兆赫的线性调频滤波器提供了一种强有力的工具^[6]。

上述两种系统都包含复数的乘积和卷积。当在基本频带进行处理时, 每个复数运算必须分解成相应的一对实数运算。这样就要求有同相的和正交的通道, 对于每个相乘要用四个混频器, 每个卷积要用两对线性调频滤波器来实现^[7-9]。当使用窄带射频线性调频脉冲来实现线性调频变换时, 能得到相当大的简化。在这种情况下, 实际上频谱幅度是由包迹给出的, 而频谱相位由射频载波的调制给出。

声表面波器件是实现上述变换所需要的射频线性调频滤波器的最强有力的工具。它通常也被用作线性调频信号的无源发生器, 在这种情况下, 它能保证相干运算和色散斜率的精确匹配。声表面波滤波器的主要缺点是, 在现在可达到的压电基片尺寸下色散延迟较差。最大的频率分辨力要求色散延迟尽可能长, 而较高的扫描率 μ 要求有大的带宽。这些要求需要有完善的高时间—带宽乘积的声表面波器件。两种变换结构的时间带宽乘积是:

$$B_s T_s = 2\mu(T_2 - T_1)T_1 \quad (8)$$

$$\text{因此, 当} \quad T_2 = 2T_1 \quad (9)$$

能得到最大的 $B_s T_s$ 。

二、频谱分析

在通信系统和雷达中很有用的实时频谱分析是线性调频变换的最直接的应用。使用 MCM

结构能比较简单地实现这种变换，当只需要频谱幅度时，最后的相乘可以省略。已经证明，使用普通的声表面波滤波器^[10-12]、声表面波卷积器^[13]和声表面波反射阵列^[14]就能进行模拟信号的谱分析。在现在的技术水平条件下，可以处理几百兆赫的带宽。

三、网络分析器

用声表面波付里叶变换来进行实时网络分析，最早由 Grant 等^[15]提出，他们利用了基于 MCM 处理机的一种系统。运算的原理是网络脉冲响应的线性调频变换。基于 CMC 处理机的另一种实现方案是由本文作者最近提出的^[16]。它的最吸引人的特征是：处理的第一步，即在第一个线性调频滤波器里网络脉冲响应的卷积，能够用线性调频脉冲直接激励网络来实现，因此保证了在所研究的频带有最大的能量密度。用于网络激励的同一个波形也可以用来作后面的乘法，构成示于图 2 的一种简单的结构。乘积在具有相反的色散斜率的线性调频滤波器里处理，滤波器选择差频分量和补偿从混频器来的信号的二次相位失真。网络传递函数的幅度直接由包迹检波得到。相位信息由振幅限幅，然后和本机振荡信号混频消去载波而得到的。

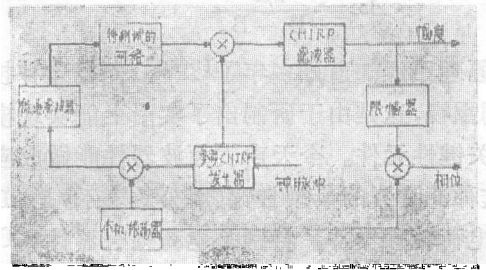


图 2 使用 CMC 处理的网络分析器方框图

在这种系统里，即使为了得到参考线性调频脉冲而采用了有源技术，相干运算也是得到保证的。实际上在混频器输出的差频分量里，能够消去相位的不相干性和有源技术产生的线性调频脉冲的频率偏移。用有源技术产生线性调频信号的优点是能够获得长持续时间的线性调频脉冲，这样就允许用比较中等的扫描速度来作大带宽的分析，所以研究的带宽能够比声表面波滤波器的带宽大。

示于图 3 的试验结果是用一个有源产生的 180 微秒的线性调频脉冲和一个有 2.7 兆赫带

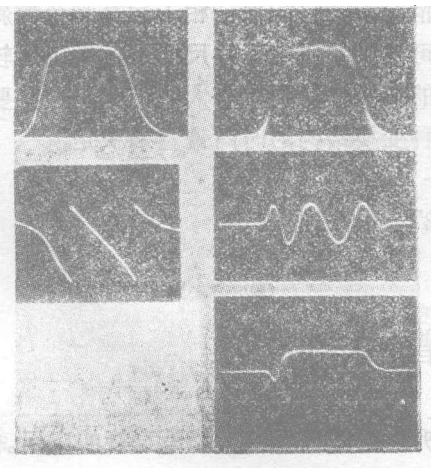


图 3 4 兆赫带通滤波器传递函数特性在普通网络分析器（左图）和声表面波 CMC 网络分析器（右图）里的比较

宽、30 微秒色散延迟的声表面波线性调频滤波器得到的。

这种网络分析器还能够补偿网络的延迟以供详细研究相位与频率间的线性关系（图 3.b 中下面的曲线）。

四、信号的过滤

能得到付里叶变换的线性调频变换提供了一种独特方法，它能用直接修改信号的谱的方法来实时处理信号。以所需要的传递函数 $H(\omega) = H(2\mu t)$ 乘信号的付里叶变换，并用级联的变换装置对乘积进行反变换，能完成线性滤波。MCM 装置能比较方便地用于这种用途，因为从线性调频滤波器来的信号

$$g(t) = S(2\mu t)e^{j\mu t^2} \quad (10)$$

包含有后面的反变换所需要的、已用线性调频脉冲乘过的付里叶变换。所以对输出(10)能够不需要通常的后置相乘而直接处理，反变换也不需要进一步的予乘，这样就节省了很多部件（图 4a）。

传递函数 $H(2\mu t)$ 能够直接合成，或者用第二个 MCM 处理机对脉冲响应 $h(t)$ 进行付里叶变换来得到（图 4b）。在这两种情况中，最有力的特点是有可能由外部程序控制滤波器函数，这样它就为实现自适应信息处理机提供了一种极好的方法。

大量各种各样的处理功能能够用处理频谱的幅度和(或)相位来完成。已经证明能用于：带通滤波或带阻滤波^[11, 12, 17]、可变延迟^[12]、互相关、匹配滤波^[11, 14]和连续波干扰抑制^[11]等。

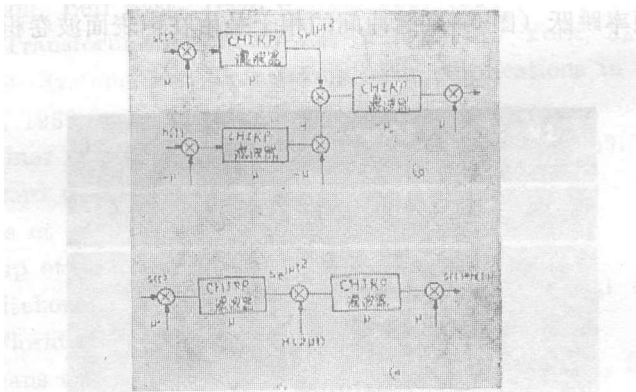


图 4 信号处理结构

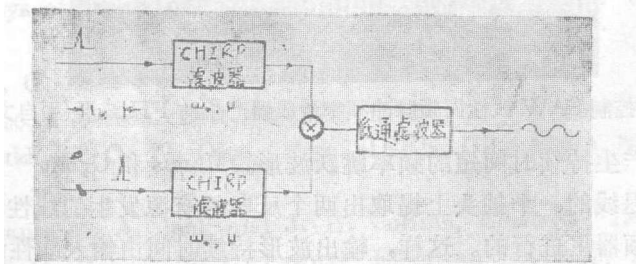


图 5 线性调频脉冲干涉仪—频率合成器

五、频率合成

图 5 中的结构^{[12], [18]}可以认为是由省略前置乘法的 MCM 处理机得出的, 也可认为是由省略最后的卷积的 CMC 处理机得到的。混频器的输出是由两个间隔为 t_k 的输入脉冲无源产生的线性调频脉冲的乘积。滤出的低频分量, 在线性调频脉冲交迭的时间区间内的输出是

$$u(t) = \cos(2\mu t_k \cdot t + \omega_0 t_k) \quad (11)$$

这个脉冲的频率 $2\mu t_k$ 与驱动脉冲间的延迟有线性的关系, 所以控制这个延迟就能改变频率。

利用两个脉冲通过同样的线性调频滤波器, 然后用一个非线性检波器来得到所产生的线性调频脉冲的混频, 这样上述结构就能够得到简化。

有吸引力的一种应用是程序控制产生频率跳跃波形 (FH 波形-frequency-hopped waveform), 在扩展频谱通信中它们是很有用的。频率 FH 波形是由一串邻接的等长度脉冲组成的, 其频率能从一个脉冲到另一个脉冲很迅速地改变。控制脉冲对序列中的间隔 t_k 能够产生频率跳跃。如果 T_1 是 t_k 的最大值, T_2 是线性调频滤波器的色散延迟, 则要所有的输出脉冲限制在同一长度, 必须在宽度 $T_2 - T_1$ 中选通。为避免在选通中间出现不希望有的重迭, 邻接的脉冲对的中心之间的间隔不能比 T_2 更小, 因而被 T_1 的时间盲区所隔开的输出脉冲就能产生。如果 $T_1 = T_2/2$, 邻接的跳跃脉冲能用两个平行的通道来产生。正交频率的数目等于这线性调频滤波器的时间一带宽乘积的四分之一。

平行通道系统已被 Grant 等^[19]用于实现数字控制的相干 FH 波形发生器。每个通道用一个信号带宽是 25 兆赫的线性调频滤波器并在一个软限幅放大器里进行混频。这样就产生了高至 12.4 兆赫的频率跳跃 (图 6)。脉冲间的相干是由在声表面波卷积器里相关频率跳跃波形来实现的。

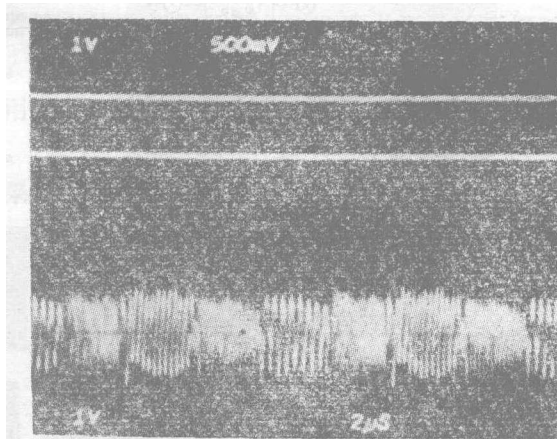


图 6 数字控制 SAW 线性调频脉冲频率合成器产生的 FH 波形(引自文献[19])

上述技术局限于产生持续时间短的频率跳跃波形。Manes 和 Grant^[20]克服了这种缺点, 在声表面波的抽头延迟线的一个抽头上提取出两个反向的有源发生的线性调频脉冲信号。乘法运算是在二极管混频器里进行的。这样, 输出波形持续时间由输入线性调频脉冲持续时间控制, 而输出频率是由输入端和抽头之间的传播延迟来确定。一个 M-抽头声表面波延迟线能

同时合成 M 个不同的射频信号。最小频率跳跃决定于相邻抽头之间的传播延迟。另一优点是输出频率能够用变化输入线性调频脉冲的扫描率 μ 来改变。控制外部线性调频脉冲的输入就能程序可控地产生波形，随着持续时间从好几秒变化到几微秒，产生的波形的频率就能由几赫到数十兆赫。

讨 论

B.G.TAYLOR 问：关于线性调频 Z 变换，请你说说为了使得旁瓣减小，如何取加权函数，另外对于实际的器件希望有什么样的动态范围？

C.ATZENI 答：利用加权线性调频滤波器，以牺牲分辨力为代价能使得旁瓣减小。在文献里报导过许多有效的加权函数(Taylor, Hamming“余弦加台阶”*)。加权能够用正确选择叉指换能器尺寸的大小来直接得到，加权也能用综合声表面波器件的脉冲响应来实现。为了把它应用于脉冲压缩雷达中，曾对声表面波加权线性调频滤波器的实现问题进行了广泛的研究，并得到了极为良好的结果。所希望的合理的动态范围为 40 分贝。

(梁祖威译 侯自强校)

* Hamming 加权指的是在 8% 的台基上加上余弦平方构成的一种加权函数。——译注

参 考 文 献

- [1] S. Darlington, Bell Syst. Tech. J., 43, 339, 1964.
- [2] L. Mertz, Transformations in Optics, Wiley, New York, 82.
- [3] A. Papoulis, Systems and Transforms with Applications in Optics, McGraw-Hill, New York, 1968.
- [4] L. R. Rabiner et al., Bell Syst. Tech. J., 48, 1249, 1969.
- [5] H. M. Gerard et al., IEEE SU-20, 94, 1973.
- [6] D. D. Buss et al., IEEE J., SC-8, 138, 1973.
- [7] J. M. Alsop et al., IEE Conf. Publ. 109, 278, 1973.
- [8] H. J. Whitehouse et al. Proc. on all Applications Digital Computer Symposium, Orlando, Florida, 84, 1973.
- [9] R. W. Means et al., Proc. CCD Applications Conference, San Diego, 95, 1973.
- [10] G. R. Nudd and O. W. Otto, IEEE MTT-24, 54, 1975.
- [11] R. M. Hays et al., Proc. IEEE Ultrasonics Symp., 1975 (n. 75 CHO 994-4SU), 363.
- [12] C. Atzeni, G. Manes and L. Lasotti, ibidem, 371.
- [13] O. W. Otto, Electron. Lett., 8, 623, 1972.
- [14] G. R. Nudd and O. W. Otto, Proc. IEEE Ultrasonics Symp. 1975 (n. 75 CHO 994-4SU), 350.
- [15] P. M. Grant, M. A. Jack and J. H. Collins, Electron. Lett. 11, 460, 1975.
- [16] C. Atzeni, G. Manes and L. Lasotti, Electron. Lett. 12, 1976.
- [17] J. D. Laines et al., Proc. IEEE Ultrasonics Symp. 1975 (n. 75 CHO 994-4SU), 355.

- [18] J. M. Alsup and H. J. Whitehouse, Proc. IEEE, to be Published in May 1976.
- [19] P. M. Grant, D. P. Morgan and T. H. Collins, Proc, IEEE, to be Published.
- [20] G. Manes and P. Grant, Electron. Lett., 12, 39, 1976.