国防科技大学学报
JOURNAL OF NATIONAL UNIVERSITY OF DEFENSE TECHNOLOGY
一九八五年第一期　总第四十九期　No.1 1985 Sum. 49

数字横向滤波器实现频率鉴别

孙 仲 康

提 要 本文讨论了数字横向滤波器实现频率鉴别的原理。具体分析了利用自相关及自复卷积方法实现频率鉴别的方法，得出了鉴频特性斜率值及鉴频带宽的关系式，计算并给出了鉴频特性$\Sigma I\sim\omega$、$\Delta Q\sim\omega$的关系曲线。这种频率鉴别方法可以用在接收相参系统中的自动频率微调。

引 言

假如需要测定一个频率为ω的简谐信号，频率鉴别可以借助横向滤波器的方法来实现。若信号$s(t)$为

$$s(t)=Ae^{j(\omega t+\theta)}$$

则对它截取一段持续时间为τ的部分，可得

$$g(t)=s(t)\ \mathrm{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right)$$

$$=A\ \mathrm{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right)e^{j(\omega t+\theta)}$$

式中

$$\mathrm{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right)=\begin{cases}1, & |t|<\tau/2,\\ 0, & |t| \text{ 其它值。}\end{cases}$$

通过自相关鉴频法及自复卷积鉴频法可以求出信号$s(t)$的频率值来。

这种自相关、自复卷积鉴频法可以用数字横向滤波器来实现。

§1 自 相 关 鉴 频 法

鉴频原理

对获得的一段复信号，作自相关运算，可得输出为

$$R(t)=\int_{-\infty}^{\infty}g(\xi)\,g^{*}(\xi-t)\,d\xi$$

本文1984年11月24日收到

$$=\int_{-\infty}^{\infty} A\ \mathrm{rect}\left(\frac{\xi}{\tau}\right)e^{j(\omega\xi+\theta)}\times A\ \mathrm{rect}\left(\frac{\xi-t}{\tau}\right)\cdot e^{-j[\omega(\xi-t)+\theta]}d\xi$$

$$=A^2e^{j\omega t}\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{rect}\left(\frac{\xi}{\tau}\right)\mathrm{rect}\left(\frac{\xi-t}{\tau}\right)d\xi$$

$$=A^2\tau\left(1-\frac{|t|}{\tau}\right)e^{j\omega t}$$

$$=A^2(\tau-|t|)e^{j\omega t}$$

$$=A^2(\tau-|t|)[\cos\omega t+j\sin\omega t]$$

$$=I(t)+jQ(t) \qquad |t|\leqslant\tau$$

假如把自相关输出$R(t)$的实部求积可得ΣI，即

$$\Sigma I=\int_{-\tau}^{\tau}I(t)dt=\int_{-\tau}^{\tau}A^2(\tau-|t|)\cos\omega t dt$$

$$=A^2\left[\int_{-\tau}^{\tau}\tau\cos\omega t dt+\int_{-\tau}^{0}t\cos\omega t dt-\int_{0}^{\tau}t\cos\omega t dt\right]$$

$$=2A^2\frac{(1-\cos\omega\tau)}{\omega^2}=A^2\tau^2\frac{\sin^2\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)^2}$$

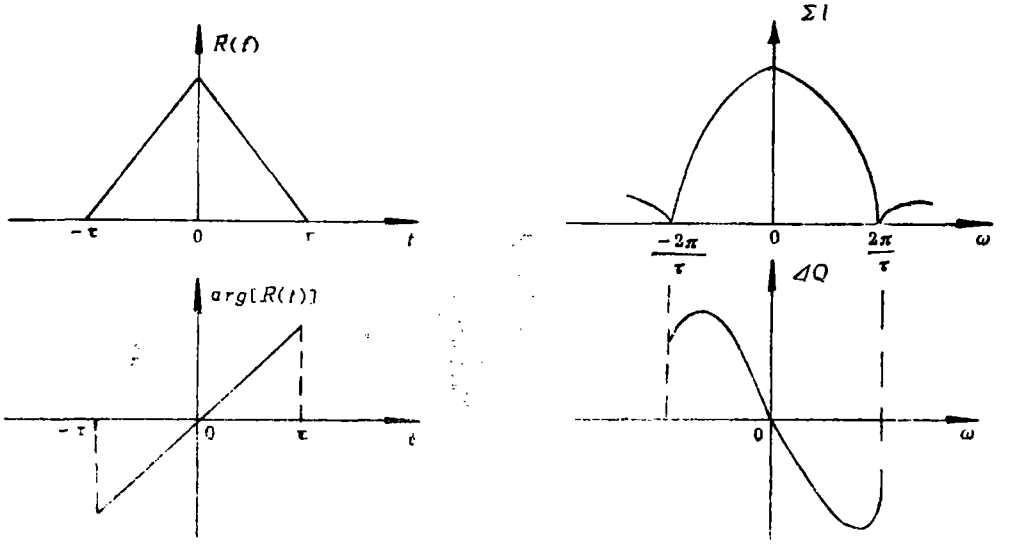
再把$R(t)$的虚部前后各半，分段求积后相减，则可得ΔQ，即

$$\Delta Q=\int_{-\tau}^{0}Q(t)dt-\int_{0}^{\tau}Q(t)dt$$

$$=A^2\left[\int_{-\tau}^{0}(\tau+t)\sin\omega t dt-\int_{0}^{\tau}(\tau-t)\sin\omega t dt\right]$$

$$=A^2\left[\frac{2\sin\omega t}{\omega^2}-\frac{2\tau}{\omega}\right]=2A^2\left[\frac{\sin(\omega\tau)-(\omega\tau)}{\omega^2}\right]$$

可以看出ΣI及ΔQ都是ω的函数，其关系曲线的形式如图1所示。



图中ΔQ与ω的关系曲线属于鉴频特性类型，而ΣI与ω的关系曲线，也可给出频率的绝对值来。

鉴频特性

从ΣI与ω的关系曲线可以看出，在$\omega=0$处，

$$\Sigma I|_{\omega=0}=A^2\tau^2$$

而ΣI的第一对零点出现在

$$\frac{\omega\tau}{2}=\pm\pi \text{ 或 } \omega=\pm\frac{2\pi}{\tau}$$

处，令$\omega=2\pi f$，则第一对零点位于

$$f=\pm\frac{1}{\tau}$$

处，由此看出信号的截断持续长度τ决定了$\Sigma I\sim\omega$关系曲线的性质，这里ΣI的最大幅值$A^2\tau^2$与τ^2成正比，而$\Sigma I\sim\omega$曲线的第一个主瓣宽度与τ成反比，为$\frac{2}{\tau}$.

又从ΔQ与ω的关系曲线可以导出$\Delta Q\sim\omega$鉴频特性在$\omega=0$处的斜率k，以及不进入多值区的鉴频带宽B. 将ΔQ对ω求导可得

$$\frac{\partial\Delta Q}{\partial\omega}=2A^2\ \frac{\omega\tau\cos\omega\tau-2\sin\omega\tau+\omega\tau}{\omega^3}$$

在$\omega=0$处取值，可得鉴频特性斜率k，这时利用极限的洛必达法则，可得

$$k=\left.\frac{\partial\Delta Q}{\partial\omega}\right|_{\omega=0}=\lim_{\omega\to0}2A^2\ \frac{\omega\tau\cos\omega\tau-2\sin\omega\tau+\omega\tau}{\omega^3}$$

$$=\lim_{\omega\to0}2A^2\ \frac{\tau\cos\omega\tau-\omega\tau^2\sin\omega\tau-2\tau\cos\omega\tau+\tau}{3\omega^2}$$

$$=\lim_{\omega\to0}-\frac{1}{3}A^2\tau^3\cos\omega\tau$$

$$=-\frac{1}{3}A^2\tau^3$$

而鉴频带宽B可以用零频率左右最邻近的、斜率$\frac{\partial\Delta Q}{\partial\omega}$为零的两个频率值之间的间隔来表达，若

$$\frac{\partial\Delta Q}{\partial\omega}=0$$

则要求

$$\frac{\omega\tau\cos\omega\tau-2\sin\omega\tau+\omega\tau}{\omega^3}=0$$

整理上式可得

$$\frac{\tau}{\omega^2}\cos\frac{\omega\tau}{2}\left[\cos\frac{\omega\tau}{2}-\frac{\sin\frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}}\right]=0$$

因此，使上式等于零的条件有

$$\cos\frac{\omega\tau}{2}=0,\text{或}\frac{\omega\tau}{2}=\pi f\tau=k\frac{\pi}{2}\qquad k=\pm1,\pm3,\cdots\cdots$$

还有

$$\cos\frac{\omega\tau}{2}-\frac{\sin\frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}}=0$$

由图 2 可以看出，在$\dfrac{\sin\frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}}$及$\cos\dfrac{\omega\tau}{2}$两个曲线相交处的 ω 值也能使上式为零，比较

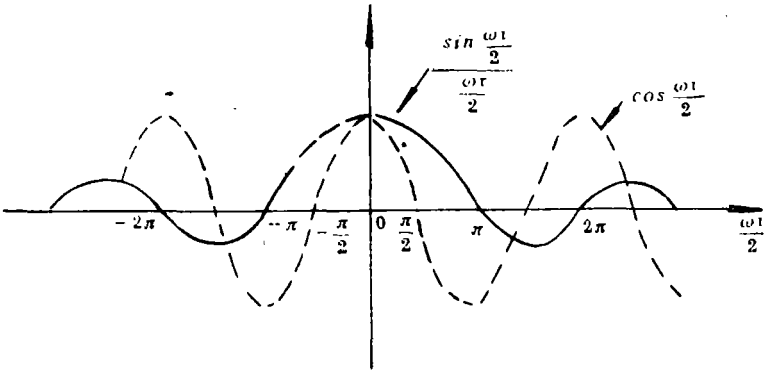


图 2

起来最近的、使斜率为零的 ω 值为 ω_B，即

$$\omega_B=\pm\frac{\pi}{\tau}$$

或得

$$f_B=\pm\frac{1}{2\tau}$$

因此，可得鉴频带宽 B 为

$$B=2\,|f_B|=\frac{1}{\tau}$$

由此看出 B 与 τ 成反比，τ 越小鉴频带宽 B 越大。

归纳起来可得：τ 增大鉴频斜率 k 上升，鉴频带宽 B 缩小；反之 τ 减小鉴频斜率下降，鉴频带宽 B 扩大。信号幅度 A^2 与斜率 k 的升降成正比关系。

§2 复卷积鉴频法

鉴频原理

假如获得的一段复信号$g(t)$与自身共轭作卷积运算，则可得其输出为

$$\begin{aligned}C(t)&=\int_{-\infty}^{\infty}g(\xi)g^{*}(t-\xi)d\xi\\&=\int_{-\infty}^{\infty}A\ \mathrm{rect}\left(\frac{\xi}{\tau}\right)e^{j(\omega\xi+\theta)}\\&\quad\times A\ \mathrm{rect}\left(\frac{t-\xi}{\tau}\right)e^{-j[\omega(t-\xi)+\theta]}d\xi\\&=A^{2}e^{-j\omega t}\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{rect}\left(\frac{\xi}{\tau}\right)\mathrm{rect}\left(\frac{t-\xi}{\tau}\right)e^{j2\omega\xi}d\xi\end{aligned}$$

若只求$t=0$处的$C(0)$，可得

$$\begin{aligned}C(0)&=A^{2}\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{rect}\left(\frac{\xi}{t}\right)\mathrm{rect}\left(\frac{-\xi}{\tau}\right)e^{j2\omega\xi}d\xi\\&=A^{2}\int_{-\frac{\tau}{2}}^{+\frac{\tau}{2}}e^{j2\omega\xi}d\xi\\&=A^{2}\int_{-\frac{\tau}{2}}^{0}e^{j2\omega\xi}d\xi+A^{2}\int_{0}^{\frac{\tau}{2}}e^{j2\omega\xi}d\xi\\&=\Sigma_{1}+\Sigma_{2}\end{aligned}$$

这里的Σ_1及Σ_2分别为信号截取部分的前后两个半段的积分值，即

$$\begin{aligned}\Sigma_{1}&=A^{2}\int_{-\frac{\tau}{2}}^{0}e^{j2\omega\xi}d\xi=\frac{A^{2}}{j2\omega}e^{j2\omega\xi}\Big|_{\xi=-\frac{\tau}{2}}^{\xi=0}\\&=\frac{A^{2}}{j2\omega}[1-e^{-j\omega\tau}]=\frac{A^{2}\tau}{2}\frac{\sin\frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}}e^{-j\frac{\omega\tau}{2}}\\&=I_{\Sigma_1}+jQ_{\Sigma_1}\end{aligned}$$

依同理得

$$\begin{aligned}\Sigma_{2}&=A^{2}\int_{0}^{\frac{\tau}{2}}e^{j2\omega\xi}d\xi=\frac{A^{2}\tau}{2}\frac{\sin\frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}}e^{j\frac{\omega\tau}{2}}\\&=I_{\Sigma_2}+jQ_{\Sigma_2}\end{aligned}$$

上述两个积分值Σ_1及Σ_2都含有实部及虚部分量，把它们的实部加起来可得ΣI为

$$\Sigma I = I_{\Sigma_1} + I_{\Sigma_2} = \frac{A^2\tau}{2}\frac{\sin\frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}}2\cos\frac{\omega\tau}{2}$$

$$= A^2\tau\,\frac{\sin\omega\tau}{\omega\tau}$$

再把积分值Σ_1中的虚部减去Σ_2中的虚部，可得ΔQ为

$$\Delta Q = Q_{\Sigma_1} - Q_{\Sigma_2} = -\frac{A^2\tau}{2}\,\frac{2\sin^2\frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}}$$

$$= A^2\tau\left(\frac{\cos\omega\tau - 1}{\omega\tau}\right)$$

因此可得ΣI及ΔQ与ω的关系曲线如图 3 所示。

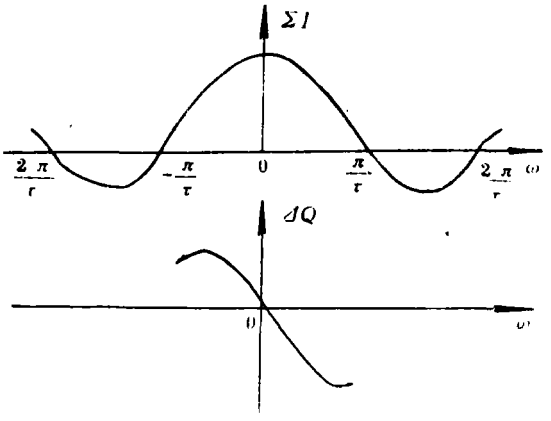


图 3

这些关系也具有鉴频的特性。

鉴频特性

从ΣI与ω的关系曲线，可以看出在$\omega=0$处

$$\Sigma I\,|_{\omega=0} = A^2\tau$$

而ΣI的第一对零点出现在

$$\omega = \pm\frac{\pi}{\tau}$$

处，故第一对零点位于 $f=\pm\frac{1}{2\tau}$，而ΣI的主瓣宽度为 $\frac{1}{\tau}$.

又从ΔQ与ω关系曲线可以得出它的鉴频斜率 k 及鉴频带宽 B．这时

$$\frac{\partial\Delta Q}{\partial\omega} = A^2\,\frac{1-\cos\omega\tau-\omega\tau\sin\omega\tau}{\omega^2}$$

令$\omega=0$求斜率k，这时可得

$$k=\frac{\partial \Delta Q}{\partial \omega}\Big|_{\omega=0}=\lim_{\omega\to 0}A^2\frac{1-\cos\omega\tau-\omega\tau\sin\omega\tau}{\omega^2}$$

$$=\lim_{\omega\to 0}A^2\frac{\tau\sin\omega\tau-\tau\sin\omega\tau-\omega\tau^2\cos\omega\tau}{2\omega}$$

$$=\lim_{\omega\to 0}\frac{-A^2\tau^2}{2}\cos\omega\tau=-\frac{A^2\tau^2}{2}$$

而鉴频带宽B，是$\omega=0$邻近的、斜率为零的两个频率之间的间隔，已知斜率的表达式为

$$\frac{\partial \Delta Q}{\partial \omega}=A^2\frac{1-\cos\omega\tau-\omega\tau\sin\omega\tau}{\omega^2}=0$$

因此，满足上式的条件是

$$1-\cos\omega\tau-\omega\tau\sin\omega\tau=0$$

或

$$2\sin\frac{\omega\tau}{2}\left[\sin\frac{\omega\tau}{2}-\omega\tau\cos\frac{\omega\tau}{2}\right]=0$$

因此，可得下列两组满足斜率为零的条件，即

$$\sin\frac{\omega\tau}{2}=0 \quad 或 \quad \frac{\omega\tau}{2}=k\pi \quad k=0,\pm1,\pm2,\cdots\cdots$$

及

$$\mathrm{tg}\frac{\omega\tau}{2}=\omega\tau$$

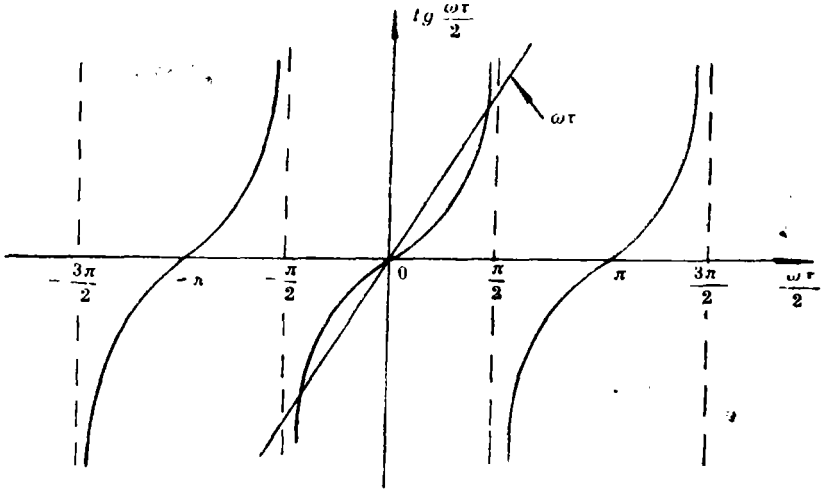


图 4

由图4可以看出，满足$\mathrm{tg}\frac{\omega\tau}{2}=\omega\tau$的第一对交点在$\left|\frac{\omega\tau}{2}\right|<\frac{\pi}{2}$的范围内，而满足$\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)=0$的第一对交点在$\left|\frac{\omega\tau}{2}\right|=\pi$. 因此，前者可得出最邻近$\omega=0$的、斜率为零的频率值来。现作近似估算，可将tg函数展开级数取前三项，即令$x=\frac{\omega\tau}{2}$，则

$$\mathrm{tg}x-2x\approx\frac{2}{15}x^5,\quad +\frac{1}{3}x^3-x=0$$

或

$$x\left[\frac{2}{15}x^4+\frac{1}{3}x^2-1\right]=0$$

求解括弧中构成的条件方程，令$W=x^2$，则得

$$\frac{2}{15}W^2+\frac{1}{3}W-1=0\quad 或\quad 2W^2+5W-15=0$$

求解可得

$$x^2=W=\frac{-5+\sqrt{25+120}}{4}\approx\frac{7}{4}$$

这里只取W的正值，故得

$$x=\left|\frac{\omega\tau}{2}\right|=\frac{\sqrt{7}}{2}$$

或得

$$|f|=\frac{\sqrt{7}}{2\pi\tau}\approx\frac{0.4}{\tau}$$

因此，鉴频带宽B近似为

$$B=\frac{0.8}{\tau}$$

由此可见，B与τ成反比而鉴频斜率则与τ成正比。

表1示出两种鉴频方法的主要指标。

表 1

鉴频方法 / 主要指标	相关鉴频法	复卷积鉴频法
ΣI	$A^2\tau^2\frac{\sin^2\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)^2}$	$A^2\tau\frac{\sin(\omega\tau)}{(\omega\tau)}$
ΣI主瓣宽度	$\frac{2}{\tau}$	$\frac{1}{\tau}$
ΔQ	$2A^2\left[\frac{\sin(\omega\tau)-(\omega\tau)}{\omega^2}\right]$	$A^2\tau\frac{\cos(\omega\tau)-1}{(\omega\tau)}$
鉴频斜率k	$-\frac{1}{3}A^2\tau^3$	$-\frac{1}{2}A^2\tau^2$
鉴频带宽B	$\frac{1}{\tau}$	$\frac{0.8}{\tau}$

由列表看出利用相关鉴频法获得的鉴频斜率及鉴频带宽等指标都比复卷积鉴频法获得的

要好些。但从运算量上来看，前者要计算整个 $|t|\leq\tau$ 范围内的 $R(t)$，而后者只计算 $t=0$ 时刻的 $C(0)$ 即可。

§3 鉴频的离散实现

相关及复卷积算法

在离散实现时首先要将鉴频的信号离散化，即得

$$g(n)=A\ \mathrm{rect}\left(\frac{n}{N+1}\right)e^{j(\omega n+\theta)}$$

式中 n 表示等间隔 T 的第 n 次离散采样，$(N+1)T$ 为截取段长度。而

$$\mathrm{rect}\left(\frac{n}{N+1}\right)=\begin{cases}1, & n=0,\pm1,\pm2,\cdots,\pm\frac{N}{2};\\ 0, & \text{其它 } n \text{ 值。}\end{cases}$$

在这种离散信号条件下可得其离散相关输出为

$$\begin{aligned}R(n)&=\sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}}g(i)g^*(i-n)\\&=A^2e^{j\omega n}\sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}}\mathrm{rect}\left(\frac{i}{N+1}\right)\mathrm{rect}\left(\frac{i-n}{N+1}\right)\\&=A^2[(N+1)-|n|]e^{j\omega n}\qquad |n|<N+1\\&=A^2(N+1)\left[\frac{(N+1)-|n|}{N+1}\right][\cos\omega n+j\sin\omega n]\\&=I(n)+jQ(n)\end{aligned}$$

对实部 $I(n)$ 求和得 ΣI，又对虚部前后各半求差得 ΔQ，经过一系列的运算可得

$$\Sigma I=A^2(N+1)^2\left[\frac{\sin\left[\frac{(N+1)}{2}\omega\right]}{(N+1)\sin\frac{\omega}{2}}\right]^2$$

$$\Delta Q=A^2\frac{\sin[(N+1)\omega]-(N+1)\sin(\omega)}{2\sin^2\left(\frac{\omega}{2}\right)}$$

依同理可得其复卷积输出（在 $n=0$ 处）为：

$$\begin{aligned}C(0)&=\sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}}g(i)g^*(n-i)\,|_{n=0}\\&=\sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}}g(i)g^*(-i)\\&=A^2\sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}}\mathrm{rect}\left(\frac{i}{N+1}\right)\cdot\mathrm{rect}\left(\frac{-i}{N+1}\right)e^{j2\omega i}\end{aligned}$$

$$=A^2\sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}}e^{j2\omega i}$$

$$=A^2\left[1+\sum_{i=-\frac{N}{2}}^{-1}e^{j2\omega i}+\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}}e^{j2\omega i}\right]$$

$$=(I_0+I_1+I_2)+j(Q_1+Q_2)$$

上式中

$$\sum_{i=-\frac{N}{2}}^{-1}e^{j2\omega i}=\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\omega\right)}{\sin(\omega)}e^{-j\left(\frac{N}{2}+1\right)\omega}$$

$$\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}}e^{j2\omega i}=\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\omega\right)}{\sin(\omega)}e^{j\left(\frac{N}{2}+1\right)\omega}$$

因此复卷积输出 $C(0)$为一复数，将其实部总和起来，并将其虚部前后各半相减可得

$$\Sigma I=I_0+I_1+I_2=A^2\left\{1+2\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\omega\right)}{\sin(\omega)}\cos\left[\left(\frac{N}{2}+1\right)\omega\right]\right\}$$

$$=A^2(N+1)\ \frac{\sin[(N+1)\omega]}{(N+1)\sin\omega}$$

$$\Delta Q=Q_1-Q_2=-A^2 2\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\omega\right)}{\sin(\omega)}\ \sin\left[\left(\frac{N}{2}+1\right)\omega\right]$$

$$=A^2(N+1)\frac{\cos[(N+1)\omega]-\cos(\omega)}{(N+1)\sin(\omega)}$$

经过仿真计算可以得出相关法及复卷积法得出的 ΣI 及ω的关系曲线，如图 5、6、7、8 所示。

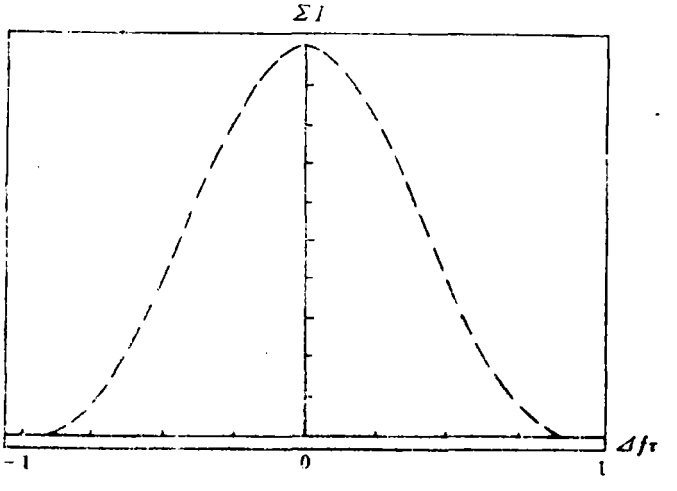


图 5 相关测频 $\Sigma I\sim\Delta f$

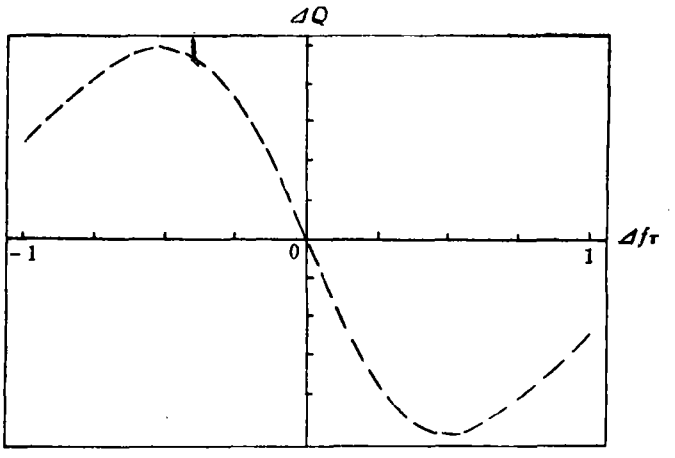


图 6 相关测频 $\Delta Q \sim \Delta f$

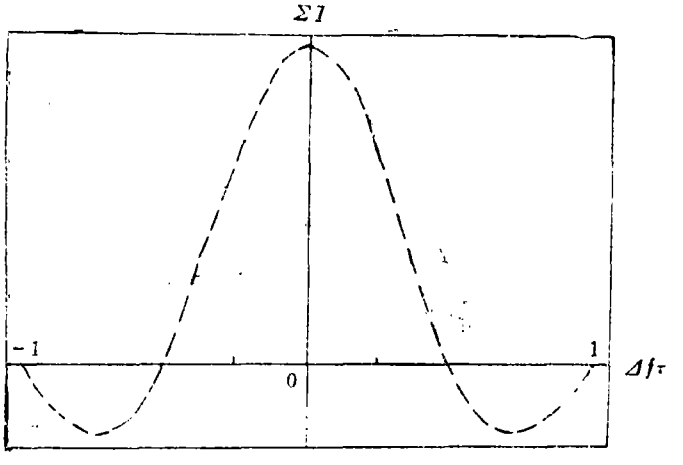


图 7 复卷积测频 $\Sigma I \sim \Delta f$

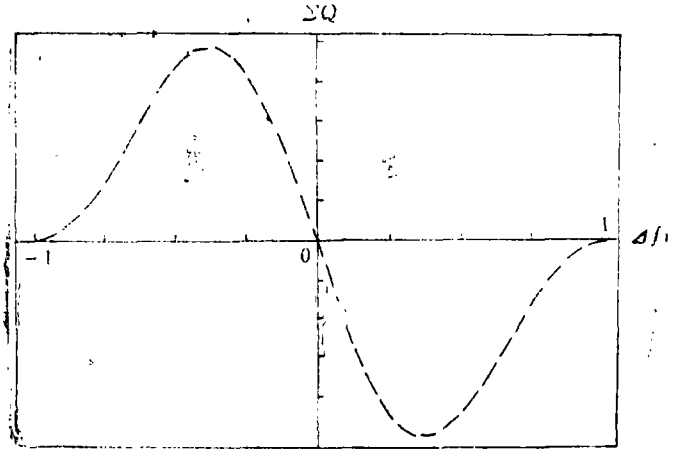


图 8 复卷积测频 $\Delta Q \sim \Delta f$

鉴频特性

运用类似的方法也可得出离散处理条件的鉴频斜率 k 及鉴频带宽 B 的表达式，表 2 列出了离散条件下这种鉴频方法的主要指标。

表 2

鉴频方法 / 主要指标	相关鉴频法	复卷积鉴频法
ΣI	$A^2(N+1)^2\left[\dfrac{\sin\dfrac{(N+1)\omega T}{2}}{(N+1)\sin\left(\dfrac{\omega T}{2}\right)}\right]^2$	$A^2(N+1)\dfrac{\sin[(N+1)\omega T]}{(N+1)\sin(\omega T)}$
ΣI 主瓣宽度	$\dfrac{2}{(N+1)T}$	$\dfrac{1}{(N+1)T}$
ΔQ	$A^2\dfrac{\sin[(N+1)\omega T]-(N+1)\sin(\omega T)}{2\sin^2\left(\dfrac{\omega T}{2}\right)}$	$A^2(N+1)\dfrac{\cos[(N+1)\omega T]-\cos(\omega T)}{(N+1)\sin(\omega T)}$
鉴频斜率 k	$-\dfrac{1}{3}A^2(N+1)[(N+1)^2-1]T$	$-\dfrac{1}{2}A^2[(N+1)^2-1]T$
鉴频带宽 B	$\dfrac{1}{(N+1)T}$	$\dfrac{0.8}{(N+1)T}$

离散实现的方框图

离散处理实现自相关鉴频，可以利用图 9 的示意方框图，复信号 $g(t)$ 经过采样后，一方面串行送入下一路，经共轭后进入移位寄存器 $SR(2)$ ，另一方面在缓冲存贮中暂存到共轭信号完全送入 $SR(2)$ 为止。这时缓冲存贮中存入的 $g(n)$ 就可逐拍送入移位寄存器 $SR(1)$，每拍移位就作一次相关运算输出 $I(n)$ 及 $Q(n)$。再对 $I(n)$ 在 $|n|<N+1$ 的范围内累加起来即可得到 ΣI 值。同时对头上 $(N+1)$ 个 $Q(n)$ 值作累加，然后对后 N 个 $Q(n)$ 值逐个累减，就可给出 ΔQ 值来，ΣI 及 ΔQ 值就可用来鉴别复信号的频率值。

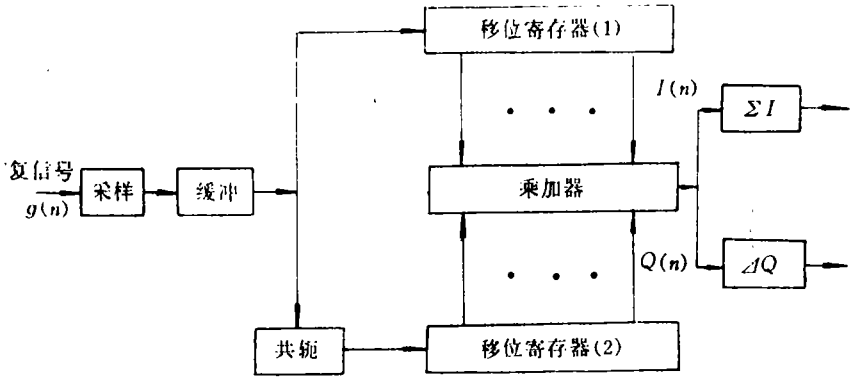


图 9

离散处理实现复卷积鉴频可以利用图10的示意方框图。这里复信号经采样后，一方面串行送入上部移位寄存器 $SR(1)$、SR，$SR(2)$，同时送入缓冲存储器。待信号填满上部寄存器后，由缓冲存储器以先存后出，后存先出的次序倒序共轭地把 $g^*(-n)$送入下部移位寄存器$SR(3)$、SR、$SR(4)$。待上下移位寄存器都填满信号后，即对此进行相乘相加运算获得复卷积输出 $C(0)$。为了鉴频，相乘相加运算分成两部分进行，用 $SR(2)$、$SR(4)$中的数据求得I_1、Q_1；运用$SR(1)$、$SR(3)$的数据求得I_2、Q_2。中间对

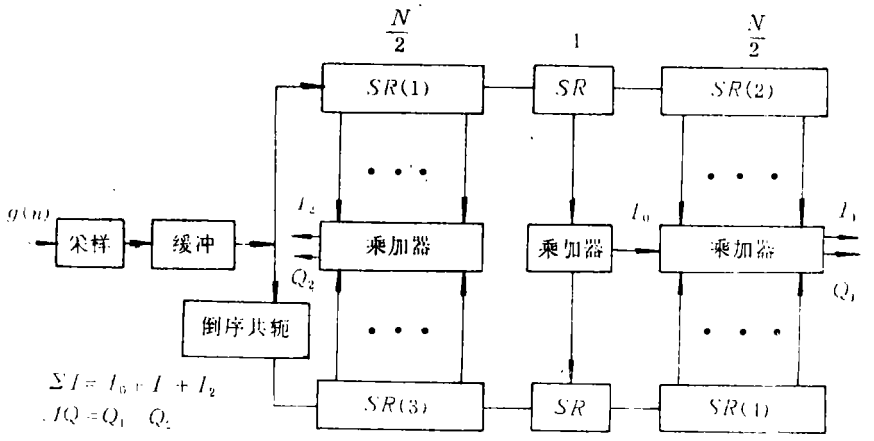


图 10

应的寄存器可求得 I．这样，再作下列运算

$$\Sigma I = I_0 + I_1 + I_2$$
$$\Delta Q = Q_1 + Q_2$$

即可求得用于鉴频的ΣI、ΔQ值来。

小结

对信号$g(t)$进行自相关及复卷积运算，可以在运算过程中引出ΣI、ΔQ类型的鉴频特性来。假如要求$g(t)$是零载频的，那末通过鉴频运算操作可以测出频偏，再通过自动频率控制回路来修正掉这个频偏。

通过对鉴频特性的分析可知，截取长度τ直接与鉴频斜率k和鉴频带宽B有关，即τ越小鉴频带宽B越大，斜率k则相应下降。因此，截取长度τ应根据情况合理选择，或先后使用不同的长度τ以获得宽带截获后的精确鉴频。

在使用横向数字滤波器实现匹配滤波或倒置滤波进行“最佳”接收的条件下，利用已有的横向滤波器硬件，可以采用这种鉴频算法来实现自动频率控制中的鉴频环节。

参 考 文 献

[1] “Improved Coherent-on-Receive Radar Processing with Dynamic Transversal Filters”, R.L.Trapp , Radar-82.

[2] “Impact of Extremely High Speed Logic Technology on Radar Performance”, E.K.Reedy, R.B.Efurd, and M.N.Yoder, Radar-82.

Frequency Discrimination by Digital Transversal Filter

Sun Zhongkang

Abstract

The principle of frequency discrimination(FD) by digital transversal filter is discussed. A detailed analysis of the FD method by auto-correlation and auto-convolution is given and the slope and bandwidth of the characteristics of FD is obtained. In addition, the curves $\Sigma I \sim \omega$ and $\Delta Q \sim \omega$ are computed and given in this article.

This FD method can be used for AFC of the coherent-on-receive system.