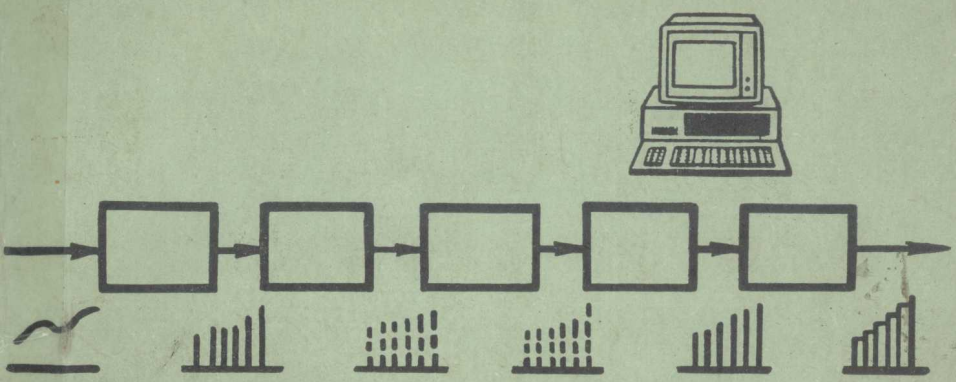


现代军事电子技术丛书

信号处理

刘家祥　张晋龙　编著

国防工业出版社

需要全本请访问 www.ertongbook.com

现代军事电子技术丛书

信号处理

南京航空学院图书馆
借书应还日期

国防工业出版社

664568

内容简介

《信号处理》是《现代军事电子技术丛书》的一个分册。本书主要介绍信号处理领域中的最新技术。着重讨论数字信号处理，特别是对快速傅立叶变换、沃尔什变换、数论变换的原理和应用作了详细说明。本书还对近年发展起来的用CCD和SAW器件实现的模拟信号处理技术作了介绍。最后，对有发展前途的光学信号处理的原理和应用作了简要介绍。

本书可供从事电子专业的科技人员和高等院校师生参考。

现代军事电子技术丛书

信号处理

刘家祥　张晋龙　编著

责任编辑　余发棣

*

国防工业出版社出版发行

（北京市车公庄西路老虎庙七号）

新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印刷

*

850×1168毫米　1/32　印张6⁷/₈　179千字

1989年5月第一版　1989年5月第一次印刷　印数：0,001—2,090册

ISBN 7-118-00272-0/TN55　定价：3.85元

绪　论

所谓信号处理，就是利用模拟、数字或光学的方法对信号实现滤波、调制、解调、均衡等功能，或对信号作变换处理。其目的是估计信号的特征参数，将信号变换成更为可取的形式。信号处理技术可归纳为滤波和频谱分析，但信号处理的方法则是多种多样的，采用哪种方法应根据具体情况而定。本书重点介绍数字信号处理，而对用现代模拟器件（电荷耦合器件（CCD）和表面声波（SAW）器件）实现的模拟信号处理以及光学信号处理等先进技术也作了简要的介绍。

过去，信号处理的典型方法是用集中参数元件RLC组成的网络来实现。由于模拟处理方法精度低、稳定性差、体积大，使应用受到很大限制。数字技术的引入完全改变了这种状态，它使信号处理技术有了重大突破，应用领域也扩大。

数字信号处理开始于五十年代，它首先用于地球物理数据的分析。将测得的数据先记录在磁带上，然后用大型计算机进行处理。同时发展了计算机“仿真”技术，就是先在数字计算机上模拟信号处理系统，并根据计算结果进行特性分析和调整。这些应用显示了巨大的优越性，但它并非都能实时完成，几秒钟的数据往往需要几分钟，甚至几小时处理时间，因此，应用受到很大限制。1965年提出的快速傅立叶变换（FFT）算法，使傅立叶变换的计算时间缩短了几个数量级，这就给实时信号处理提供了可能性。于是，数字信号处理技术及其应用得到了惊人的发展。

当前FFT已成为信号处理的重要核心，因此我们把它作为重点内容进行介绍。虽然，FFT同过去的方法相比，大大缩短了处理时间，但对含有较大信息量的信号，计算量仍然很大。因此，在大力研究发展FFT的同时，又有人设想用别的数学变换

来代替FFT。目前，能适用于信号处理的是数论变换和沃尔什变换，因此本书对它们的基本原理及应用也作了简要介绍。随着大规模集成电路的出现、数字部件的成本下降、体积缩小、运算速度的加快，使数字信号处理技术的应用范围更加扩大。在生物医学工程、地震和地质物理研究、图象处理和图形识别、雷达和声纳的检测与对抗、声学和语言的研究、通信等学科领域中都得到了广泛的应用。目前已能制造取样率高达兆赫频段的专用数字滤波器，简单的集成电路式数字滤波器已经制成。用数字方法实现语言带宽压缩系统已是目前可行的方法。数字处理机也是构成许多雷达和声纳系统的主要部件。除了发展专业的数字信号处理硬件之外，还出现了可编程序的专用数字信号处理机。随着数字技术的发展，数字信号处理技术也在向纵深推进，从前许多似乎不切实际的信号处理算法，有了具体实现的可能。同态信号处理就是在此基础上发展起来的，它是把相乘或卷积组合的信号进行分离和处理。这一部分内容将在第一章中阐述。

自1970年CCD问世以后，模拟信号处理技术得到了重大的突破。至今，全数字化的信号处理装置仍然存在着设备复杂、集成度不高、功耗大、体积大、成本高等缺点。CCD提供了模拟、数字混合式的新型信号处理方式，它不但克服了全数字式处理的缺点，而且还有自身的特点。这种器件保留模拟的信号采样值，但在时间上却是离散的，它在幅度上具有运算放大器的精度，而在时间上则有数字系统的精度和灵活性。其体积、重量比数字设备更小。六十年代后期出现的SAW器件，可以用极小的体积实现较大的延时，尤其是这种器件具有较大的时间带宽积，而且采用叉指形电极，可以很容易实现具有指定加权的抽头延迟线。用它可以构成性能良好的滤波器。如果把CCD和SAW器件配合使用，就集中了CCD的简单、灵活和SAW器件的快速等特点，从而构成比较好的信号处理装置。由于它们仍然属于模拟处理范畴，因此放在第二章模拟信号处理中介绍。首先讨论CCD和SAW的基本原理和应用，然后以一个用于机载脉冲多卜勒雷

需要全本请访问 www.ertongbook.com

达信号处理的频谱分析器为例介绍 CCD 和 SAW 器件的配合使用等内容。

光学信号处理是最早采用的方法之一，但由于技术上的原因，未能得到广泛的应用。1960年激光器的出现，推动了光学信号处理技术的发展。由于相干光学处理系统的并行处理能力胜过其它系统，特别是采用全息像作为输入时，光学处理的速度大大加快。用一个光学系统实现付立叶变换要比用计算机便宜而快速。从理论上讲，光学系统的速度仅受光速限制，但实际上主要是受输入数据的准备时间限制。对侧视综合孔径雷达、光学无模糊成像和遥感技术中所收集的大量数据进行分析，采用光学处理是最适宜的。因为数字计算机受速度、容量限制，难以实时地处理不断出现的大量数据。可以预见，光学处理将是一种很有前途的处理方式。不过目前还存在一些实际困难，例如，没有一种比较理想的电光换能器，录取介质的不均匀性，由于灰尘、刮痕等所引起的感光度不均匀等等，都是需要克服的难题。第三章将对光学信号处理的基本原理和应用作一介绍。最后对采用光学纤维和集成光学进行信号处理的技术也作了简要介绍。

目　录

绪论 …… Ⅳ
第一章　数字信号处理 …… 1
§1.1　数字信号处理的基本概念 …… 1
§1.2　数字滤波器 …… 6
§1.3　快速傅立叶变换（FFT） …… 23
§1.4　数论变换（NFT） …… 48
§1.5　沃尔什（Walsh）变换 …… 59
§1.6　同态信号处理 …… 71
第二章　模拟信号处理 …… 88
§2.1　电荷耦合器件（CCD） …… 88
§2.2　表面声波器件（SAW器件） …… 95
§2.3　Chirp 变换及频谱分析 …… 103
第三章　光学信号处理 …… 110
§3.1　光学信号处理的基本原理 …… 110
§3.2　利用光学纤维和集成光学进行信息处理 …… 119
第四章　卡尔曼滤波器及其应用 …… 128
§4.1　引言 …… 128
§4.2　基本估值理论 …… 130
§4.3　卡尔曼滤波方法 …… 141
§4.4　卡尔曼滤波器的应用问题 …… 169
§4.5　卡尔曼滤波器的设计与应用举例 …… 189
参考文献 …… 210

第一章　数字信号处理

§1.1　数字信号处理的基本概念

1.1.0　引言

数字信号处理是研究如何用数字或符号的序列来表示信号并对这些序列进行处理的一门学科。数字信号处理的过程可由图1-1说明。通常输入的是模拟信号，必须首先数字化，也就是由

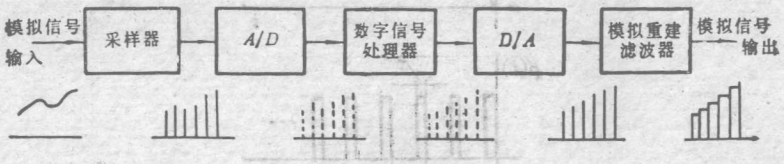


图1-1　数字信号处理的过程

采样器对输入的模拟信号进行周期性的采样，并对每个样本进行量化和编码，即所谓模-数（A/D）变换。从A/D输出的数字信号，加入数字信号处理器进行预先规定的处理、变换，这是整个过程的核心部分。处理器输出的数字信号可再转换为模拟信号，这就要采用数-模（D/A）变换。在这变换过程中，首先将二进制数转换为离散时间脉冲（即离散时间、连续振幅信号），脉冲之间的空隙则利用所谓重建滤波器填充，此滤波器包括一保持电路，它把脉冲值在相邻脉冲间隔中保持下来。在有些情况下，这个保持电路还应该设计得使它能够按照预定的输出曲线在相邻点之间对输出信号进行外推逼近。除保持电路之外，还需利用连续时间滤波器来改善各点之间的平滑程度。

这里人们一定会提出这样一些问题：输入信号经过这种处理过程是否会丢失一些信息。信号既然是按离散时间采样的，是否

会把采样点之间的信息丢失呢？另外，在量化过程中，实际的信号幅值是用它最接近的标准电平代替的，这是否会在幅值上引入误差呢？这些都是数字信号处理所特有的基本问题。下面我们首先讨论这部分内容。

1.1.1 信号的采样和采样定理

信号的采样过程可以用图 1-2 的波形来说明。假设采样脉冲的宽度为 τ，采样周期为 T，采样后得到的是一系列相当窄的脉冲信号，其幅度被原来的模拟信号所调制。

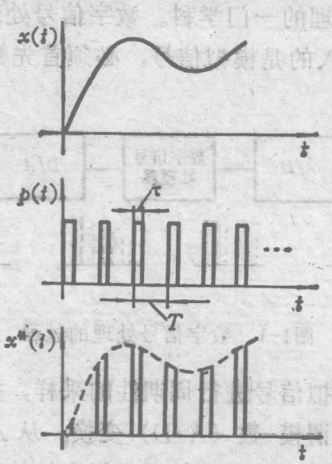


图1-2 信号的采样过程

令 $x(t)$ 表示原始的模拟信号，$p(t)$ 为采样脉冲序列。则采样后的离散时间信号 $x^*(t)$[1] 可表示为：

$$x^*(t)=x(t)\cdot p(t) \tag{1-1}$$

下面分析一下 $x^*(t)$ 的频谱 $X^*(f)$。由于 $p(t)$ 是周期序列，可用付氏级数来表示：

$$p(t)=\sum_{K=-\infty}^{\infty} C_k e^{jk2\pi f_s t} \tag{1-2}$$

---

[1] 这里 $x^*(t)$ 及其频谱 $X^*(f)$ 中的 * 不表示共轭，而是表示采样之意。

其中 $C_k=\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} p(t)e^{-jk2\pi f_s t}$，而 $f_s=\frac{1}{T}$ 是采样频率。将式（1-2）代入式（1-1），可得

$$x^*(t)=\sum_{K=-\infty}^{\infty} C_k x(t)e^{jk2\pi f_s t} \tag{1-3}$$

取式（1-3）两边的付氏变换，并利用其复域平移性质，可得采样后的信号频谱

$$X^*(f)=\sum_{K=-\infty}^{\infty} C_k X(f-kf_s) \tag{1-4}$$

假设原信号频谱的振幅特性如图 1-3（a）所示，则由式

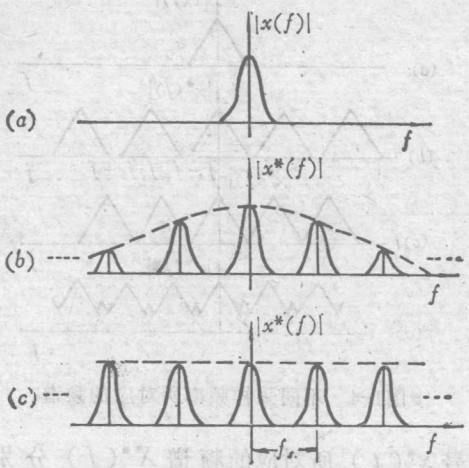


图1-3　采样后的频谱

（1-4）可得如图 1-3（b）所示的 $X^*(f)$ 的振幅谱。不难看出：它包括有原信号频谱及无限个经过平移的原信号频谱，平移的频率等于采样频率及其各次谐波频率。平移后的频谱乘以系数 C_k，故其幅值随频率而变，因 $p(t)$ 是周期性的窄脉冲，所以幅值的包络呈 $\frac{\sin x}{x}$ 型变化。当脉冲宽度 τ 变得很窄时，幅值下降得

很慢。当 $\tau \to 0$，则 $p(t)$ 成为 δ 脉冲序列，它所对应的 C_k 是 $1/T$，所以这时包络是一根直线，$|X^*(f)|$ 变为等幅调制（见图 1-3(c)），其表达式为：

$$X^*(f)=\frac{1}{T}\sum_{K=-\infty}^{\infty}X(f-kf_s) \tag{1-5}$$

由以上讨论得出一个重要结论：一个被 δ 序列所采样的信号频谱是频率的周期函数，周期为采样频率 f_s。时域的采样过程将导致频域的周期开拓。

如果 $x(t)$ 是有限频谱宽度的信号，其最高频率为 f_c，如图 1-4 所示。则在 $f_c<f_s/2$；$f_c=f_s/2$ 以及 $f_c>f_s/2$ 三种情况下，

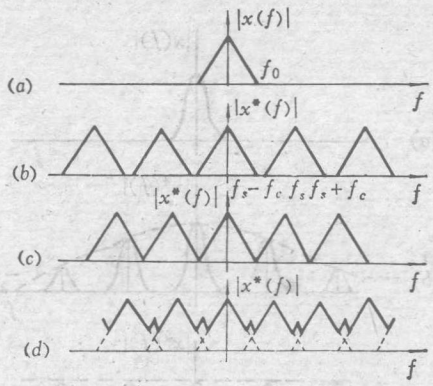


图1-4　不同采样频率所对应的频谱

采样后的信号 $x^*(t)$ 所对应的频谱 $X^*(f)$ 分别为图 1-4 的(b)、(c)、(d)。由图可知，当 $f_c \leqslant \frac{f_s}{2}$ 时，信号的频谱形状没有变化，但在各次采样频率位置上都周期地出现 $X(f)$。假如使用一个理想的低通或带通滤波器，并选其通带的截止频率为 f_c，就可不失真地取出原来的信号。可是，当 $f_c>\frac{f_s}{2}$ 时，频谱出现重叠，即使采用上述理想低通滤波器，输出波形仍将出现失真。这是由于采样频率不高而带来的失真。因此，为了使采样后

需要全本请访问 www.ertongbook.com

信号能恢复出原来的连续波形，对此信号使用的采样频率f_s应该大于或等于信号频谱的最高频率f_c的二倍，即：

$$f_s \geqslant 2f_c \tag{1-6}$$

这就是所谓采样定理，它表示：一个有限频谱的信号，只要对它在一定时间内进行足够多次的采样，就可以保持这信号的性质，其条件是$f_s \geqslant 2f_c$。人们把理论上能恢复出原信号的最小采样频率称为奈奎斯特（Nyquist）频率。

应该指出的是实际上不可能制出截止特性突变的理想低通滤波器，所以在f_c与$f_s \sim f_c$之间需要有一个保护带，也就是采样频率必须稍大于理想的最小值。

1.1.2 信号的分层及量化误差

对信号的采样相当于对信号进行脉冲调制，而这个采样信号的幅度在数字系统中还必须用数字来表示，这就要对信号的幅度进行分层（量化）。图 1-5 表示了这种量化的过程。由于量化后

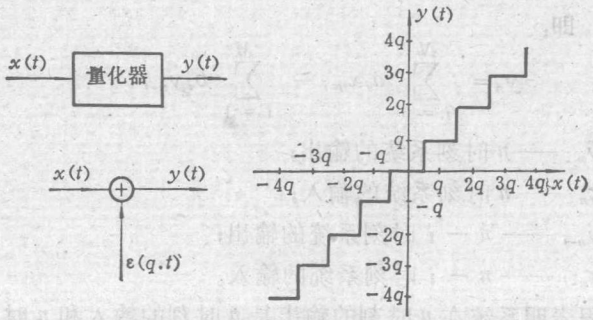


图1-5 量化过程

的数字量存放在一个有限字长的寄存器中，故输入的采样值必须按寄存器的一定长度进行量化，这就必须对一个无限精度的模拟幅度值加以截尾或舍入，从而带来了量化误差。

由于上述量化过程是一种非线性变换，量化误差ε描述起来比较困难，有时用误差的均方值来描述较为实用。假设量化单位为q，而且误差的概率分布是均匀的，可以证明量化误差的均方

值可表示为：

$$\bar{\varepsilon}^2=\frac{q^2}{12} \tag{1-7}$$

即量化误差的均方根值等于量化单位的 1/12。

这里仅提到输入信号的量化（A/D 变换）误差，实际上还存在系数的量化，运算过程中的量化等所引起的误差。而这些量化误差都与数的表示方式（是定点还是浮点；是原码还是补码、反码）及量化方式（是截尾还是舍入）有关。

§1.2 数字滤波器

1.2.0 引言

所谓数字滤波器，通常是指一种算法，或者指一种数字式的处理设备。它的输入是一组经过采样和量化的数字量，而输出是经过变换或处理的另一组数字量。

一般的数字滤波器属于离散的线性系统，它可以由差分方程来描述，即：

$$y_n=\sum_{i=0}^{N} a_i x_{n-i}-\sum_{i=1}^{M} b_i y_{n-i} \tag{1-8}$$

式中 y_n —— n 时刻系统的输出；

x_n —— n 时刻系统的输入；

y_{n-i} —— $n-i$ 时刻系统的输出；

x_{n-i} —— $n-i$ 时刻系统的输入。

方程表明系统在 n 时刻的输出是 n 时刻的输入和 n 时刻以前的输入及输出的线性组合。一般说来，加权系数 a_i、b_i 的数目是有限的，因此式（1-8）是有限线性 N 阶差分方程，只要 a_i、b_i 给定，那么在计算机上用迭代方法实现是不难的。

如果 y_n 只取决于当时的输入和过去的输入，而与过去的输出无关，或者说 $b_i=0$，则式（1-8）就变为：

$$y_n=\sum_{i=0}^{M} a_i x_{n-i} \tag{1-9}$$

这种滤波器称为非递归数字滤波器，有时也称横向数字滤波器。从脉冲响应角度出发，又常常称作有限脉冲响应（FIR）数字滤波器。如果如式（1-8）那样，输出还与过去的输出有关，则称为递归数字滤波器，也称无限脉冲响应（IIR）数字滤波器。一般说来，非递归数字滤波器是无反馈滤波器，而递归数字滤波器则是有反馈滤波器。不过这种分类方法是不严格的，因为在一些非递归滤波器中的子滤波器也可能有某种反馈。

数字滤波器可以在一般的数字计算机上排程序实现或摹拟，也可以用数字电子器件（寄存器、加法器、乘法器……等）装配而成。

数字滤波器用于信号处理的两个显著优点是：第一，因为它们由只在两个状态（0或1）运用的电子器件构成，所以可靠性好，而且具有稳定和可预测的性能。第二，有很好的灵活性，只需从存储装置中取出一组新的滤波器系数，就能很容易地改变其特性。如果与时分运用结合一起，还可用于多路输入和输出信号。

1.2.1 Z变换

众所周知，拉氏变换是解微分方程的重要数学工具，用于连续系统的分析是极其方便的。而Z变换则是解差分方程的基本数学工具，常用于离散系统的分析和研究。

（一）Z变换的定义：Z变换由下式定义：

$$X(Z)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n Z^{-n} \tag{1-10}$$

Z是复变量，其地位与拉氏变换中的s相似。实际上，所谓某个时间函数的Z变换，就是在不同的取样时刻，该函数的值$\cdots x_0$、x_1、$x_2\cdots$与对应的复变量$\cdots Z^0$、Z^{-1}、$Z^{-2}\cdots$的乘积之和，它是一个Z的倒幂级数。如果它的收敛半径为ρ，对于$|Z|>R=\frac{1}{\rho}$，$X(Z)$是Z的解析函数。

下面举几个简单的例子，以说明求Z变换的方法。

例 1 $x_n=\begin{cases}c^n & n\geqslant 0\\ 0 & n<0\end{cases}$

解：按式（1-10）可得：

$$X(z)=\sum_{n=0}^{\infty}c^nz^{-n}=\sum_{n=0}^{\infty}(cz^{-1})^n$$

它是个幂级数：$X(z)=\dfrac{1}{1-cz^{-1}}$，$|z|>|c|$

其特例是 $C=1$，这时 x_n 为单位阶跃序列，其 z 变换为：

$$X(z)=\frac{1}{1-z^{-1}},\quad |z|>1$$

例 2 $x_n=\begin{cases}1 & n=0\\ 0 & n\neq 0\end{cases}$

解：它是单位冲击序列，从定义式直接得出：

$$X(Z)=1$$

例 3 $x_n=\begin{cases}1 & n=N\\ 0 & n\neq N\end{cases}$

解：这是移位的单位冲击序列，对应的 z 变换为：

$$X(z)=z^{-N}$$

例 4 $x_n=\begin{cases}a^n\sin(nb) & n\geqslant 0\\ 0 & n<0\end{cases}$

解：把 $\sin(nb)$ 写成 $(e^{jnb}-e^{-jnb})/2j$，并由定义式：

$$X(z)=\sum_{n=0}^{\infty}a^n\sin(nb)\cdot z^{-n}$$

$$=\sum_{n=0}^{\infty}(a^ne^{jnb}z^{-n}-a^ne^{-jnb}z^{-n})/2j$$

$$=\left[\sum_{n=0}^{\infty}(ae^{jb}z^{-1})^n-\sum_{n=0}^{\infty}(ae^{-jb}z^{-1})^n\right]/2j$$

如果 $|ae^{jb}z^{-1}|=|ae^{-jb}z^{-1}|<1$ 即 $|z|>|a|$，两个级数都收敛，故：

$$X(z)=\frac{1}{2j}\left[\frac{1}{1-ae^{jb}z^{-1}}-\frac{1}{1-ae^{-jb}z^{-1}}\right]$$

$$=\frac{a\sin(b)\cdot z^{-1}}{(1-ae^{jb}z^{-1})(1-ae^{-jb}z^{-1})}$$

$$=\frac{a\sin(b)\cdot z^{-1}}{1-2a\sin(b)\cdot z^{-1}+a^2z^{-2}} \qquad |z|>|a|$$

例 5 $x_n=\begin{cases}a^n\cos(nb) & n\geqslant 0\\ 0 & n<0\end{cases}$

解：参照例 4 的方法，可得到：

$$X(z)=\frac{1-a\cos(b)\cdot z^{-1}}{1-2a\cos(b)\cdot z^{-1}+a^2z^{-2}}$$

（二）基本特性：从式（1-10）的定义，很容易导出 z 变换的许多基本特性。如果用 $X(z)$、$Y(z)$ 和 $W(z)$ 分别表示 $\{x_n\}$、$\{y_n\}$ 和 $\{w_n\}$ 的 z 变换；而 a、b 均为常数；k 是整数，则有：

1. 线性：$\{ax_n+by_n\}$ 的 z 变换为 $aX(z)+bY(z)$。
2. 移位：$\{x_n+k\}$ 的 z 变换为 $Z^kX(z)$
3. 卷积：如果 $\{w_n\}$ 为 $\{x_n\}$ 和 $\{y_n\}$ 的卷积，即：

$$w_n=\sum_{m=-\infty}^{\infty}x_my_{n-m}=\sum_{K=-\infty}^{\infty}x_{n-k}y_k$$

则有：$W(z)=X(z)\cdot Y(z)$。

这可简单证明如下：

$$W(z)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}W_nz^{-n}=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\left[\sum_{m=-\infty}^{\infty}x_my_{n-m}\right]z^{-n}$$

$$=\sum_{m=-\infty}^{\infty}x_m\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty}y_{n-m}z^{-(n-m)}\right]z^{-m}$$

$$=\sum_{m=-\infty}^{\infty}x_m\cdot Y(z)\cdot z^{-m}=Y(z)\cdot\sum_{m=-\infty}^{\infty}x_mz^{-m}$$

$$=X(z)\cdot Y(z) \qquad \text{证毕。}$$

（三）z 反变换：z 变换与拉氏变换一样，也存在反变换，它与正变换一起构成变换对。

从复变函数理论可以证明，式（1-10）的级数中每一个单独的 x_n 与函数 $X(z)$ 有如下关系：

$$x_n=\frac{1}{2\pi j}\oint_c X(z)\cdot z^{n-1}dz \tag{1-11}$$

这就是 z 反变换表达式。它是一个围线积分式，围线 c 处于正变换的收敛域之内，并围绕原点一周，它包围了 $X(z)$ 的所有奇异点。根据柯西积分公式得：

$$x_n=\frac{1}{2\pi j}\oint_c X(z)\cdot z^{n-1}dz=[X(z)\cdot z^{n-1}]\text{的留数之和。}$$

如果 $X(z)$ 有 m 个极点：$z_1, z_2, \cdots\cdots, z_m$，那么对于单极点情况，即 z_1，z_2，……，z_m 是实数或共轭复数，则：

$$x_n=\sum_{i=1}^{m}\lim_{z\to z_i}[X(z)\cdot z^{n-1}\cdot(z-z_i)]$$

如果 $X(z)$ 有 m 阶重极点，则：

$$\text{Res}[X(z)\cdot z^{n-1};z_i]$$

$$=\frac{1}{(m-1)!}\left\{\lim_{z\to z_i}[X(z)\cdot z^{n-1}\cdot(z-z_i)^m]^{m-1}\right\}$$

现举例计算几个简单的 z 反变换：

例 1　$X(z)=\dfrac{1}{1-z^{-1}}=\dfrac{z}{z-1}$

解：$x_n=\dfrac{1}{2\pi j}\oint_c z^{n-1}\cdot\dfrac{z}{z-1}dz=\dfrac{1}{2\pi j}\oint_c\dfrac{z^n}{z-1}dz$

因为 $X(z)$ 是 z 的解析函数，根据柯西积分公式：$\oint\dfrac{f(z)}{z-z_0}dz=2\pi jf(z_0)$，其中 $f(z)=z^{n-1}\cdot X(z)\cdot(z-z_0)$。对于此例 $f(z)=z^n$，故：

$$x_n=\frac{1}{2\pi j}2\pi jz^n\Big|_{z=z_0=1}=1$$

需要全本请访问 www.ertongbook.com