

现代通信原理

及其在数字信号传输中的应用

〔美〕S. 斯坦 J. J. 琼斯 著

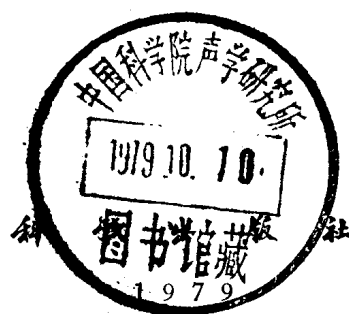
科学出版社

现代通信原理
及其在数字信号传输中的应用

〔美〕S. 斯坦 J. J. 琼斯 著

陆建勋等译

冯秉铨校



4005721

内 容 简 介

本书从通信理论的系统工程问题出发,对现代通信技术中的电路噪声、山农信息理论和统计判决理论等问题进行了重点论述.前八章对现代通信技术和手段进行了重点评论,第九章至第十三章介绍数字信号传输,即稳定信号的二进制系统,包括匹配滤波和相关检测.第十四章和第十五章介绍多进制和编码传输,最后两章则将二进制系统的成果推广到衰落信号的实时通信信道,以及抗衰落采用的分集合并技术.本书可供高等院校师生作为通信理论教学和学习时的参考,也适用于从事通信理论和工程研究的科技工作者.

S. Stein, J. J. Jones

MODERN COMMUNICATION PRINCIPLES

With Application to Digital Signaling

McGraw-Hill, Inc., 1967

现 代 通 信 原 理

及其在数字信号传输中的应用

[美] S. 斯坦 J. J. 琼斯 著

陆建勋等译

冯秉铨校

*

科 学 出 版 社 出 版

北京朝阳门内大街 137 号

西安新华印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

*

1979 年 2 月 第 一 版 开本: 787×1092 1/32

1979 年 2 月 第一次印刷 印张: 5.13 3

印数: 0001—17,990 字数: 31,000

统一书号: 15031·215

本社书号: 1326·15—7

定 价: 1.40 元

译 者 序

六十年代以后,尤其是近十年来,由于电子数字计算机和各种数据处理机的广泛应用,使得传递信息中数字信息的比重突增,数字通信作为通信领域内的一个独立分支迅速发展起来。这样一来,在通信技术领域内,就必须专门研究数字通信过程中所产生的一系列问题,诸如数字通信的传信速率要求更高,可靠性要求更严格以及其他相应而生的各种问题。因此,数字通信成为现代通信中的主要课题也就不难理解了。

所谓数字通信,就是传输数字信号的那种通信,这里的数字信息并不直接或不完全与消息相对应,而是只取信号某一参量的有限个数。它与模拟通信本质上的区别在于,后者的理论基础是参量估值,其传输质量是以输入和输出波形之间的方均误差,或输出信噪比来度量。而数字通信的理论基础是统计判决理论,并以码元或码字错误概率来说明其传输质量。数字通信的主要特点是能够实现机器之间(例如计算机或数据处理机)或人与机器之间的通信;能够通过交换网络进行广泛转接,能够进行保密与实时通信等等。与模拟通信相比较,数字通信的主要优点是:容易获得更高的精确度;容易进行保密传输,便于处理、存储和交换;在同样通信质量下,可以节省功率;设备便于生产和固体化等。因此,许多原来的模拟信号,也希望数字化以后再加以传输,从而使若干其他通信对象的模拟量传输,也逐渐转化为数字通信。就其应用范围之广而言,早已超出了传统通信的范畴。

随着我国社会主义建设的飞跃发展,目前已研制成功了

4005721

· i ·

供各种信道使用的数字通信设备，以适应我国国民经济各部门迅速发展的新形势和满足国防现代化的迫切要求。为了满足有关人员学习数字通信的需要，我们翻译了美国麦格劳·希尔图书公司出版的《现代通信原理及其在数字信号传输中的应用》一书。本书原是作者为美国塞瓦尼亚电子系统公司应用研究实验室写的一份关于现代通信原理的讲座教材，后经作者适当修改成书。本书评述了模拟量和数字无线电通信的各个基本问题，是一本导引性的著作，适合大学毕业若干年的工程技术人员阅读；可作为深入研究有关数字无线电通信各个领域的新理论和新技术的入门，亦可供高等院校师生作为通信理论教学和学习时的参考。

参加本书翻译的同志有：陆建勋、刘崇信、赵尧达、王敦和、赵仲祥、张广太、彭年生、刘春树、郑瑞洵、殷正德、庞德龙和周国陶。全书经陆钦贤和赵仲祥二同志进行校对，并蒙华南工学院冯秉铨同志进行审校。高志伟同志为本书的出版和提高出版质量尽了极大的努力。借此机会，谨向冯秉铨同志和为本书的出版热情工作的其他同志表示诚挚的谢意。译校中已对原书的多处错漏作了更正。限于水平，译文中倘有疏漏不当之处，敬希读者不吝指正。

译 者

1978年1月 于武汉

目 录

第一章 频谱和傅立叶理论	1
§ 1-1 正弦分析: 傅立叶理论基础	1
§ 1-2 傅立叶积分变换和频谱	3
§ 1-3 脉冲函数和系统的时间-频率表示法	15
§ 1-4 卷积	19
§ 1-5 频率域内的线性系统理论	22
§ 1-6 傅立叶变换的几个特性	24
§ 1-7 单位阶跃函数的变换	29
§ 1-8 系统计算实例	35
§ 1-9 其它变换及其方法	38
§ 1-10 周期函数	52
§ 1-11 理想低通滤波器	58
第二章 确知信号的相关性	62
§ 2-1 周期波形的相关函数	62
§ 2-2 非周期波形的相关	74
§ 2-3 线性系统与相关性之间的关系	80
第三章 窄带带通信号及其系统	83
§ 3-1 带通信号的表示	83
§ 3-2 线性带通系统的表示	86
§ 3-3 带通系统的响应	91
§ 3-4 带通信号的运算	96
§ 3-5 带通信号的相关	97
第四章 随机过程和噪声分析	103
§ 4-1 概率分布和密度函数	104
§ 4-2 概率分布的若干实例	113
§ 4-3 多变量分布	120

§ 4-4	多变量高斯分布	129
§ 4-5	连续过程: 自相关函数和功率谱	135
§ 4-6	加有噪声的窄带信号	145
第五章	幅度(线性)调制	157
§ 5-1	双边带 (DSB) 调制	158
§ 5-2	一般的幅度调制 (AM)	163
§ 5-3	单边带 (SSB) 调制	168
§ 5-4	调幅 (AM) 系统的信噪比	171
第六章	角(非线性)调制	177
§ 6-1	调频波和调相波	178
§ 6-2	窄带调频	182
§ 6-3	宽带调频	184
§ 6-4	调频波的产生和检测	190
§ 6-5	宽带调频系统中信噪比的改善	193
第七章	脉冲调制	204
§ 7-1	取样原理	205
§ 7-2	窄脉冲取样: 脉幅调制	211
§ 7-3	脉码调制 (PCM)	216
§ 7-4	增量调制(Δ 调制)	232
第八章	多路复用技术	234
§ 8-1	频分多路复用	235
§ 8-2	时分多路复用	238
第九章	数字信号传输概述	242
第十章	二进制启闭键控 (OOK)	246
§ 10-1	某些一般原理	246
§ 10-2	非相干检测	250
§ 10-3	相干检测	257
第十一章	二进制移频键控 (FSK)	263
§ 11-1	移频信号传输	263
§ 11-2	FSK 的非相干检测	266

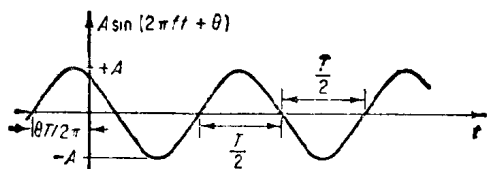
§ 11-3	相干移频键控	269
第十二章	二进制移相键控 (PSK)	273
§ 12-1	理想相干移相键控	273
§ 12-2	差分相干移相键控 (DPSK)	278
第十三章	匹配滤波器和相关检测	285
§ 13-1	使信噪比最大化的匹配滤波器	285
§ 13-2	使用匹配滤波器的相关接收机	294
§ 13-3	具有任意波形的信号传输	295
§ 13-4	带通互相关	299
§ 13-5	最大似然接收	303
§ 13-6	积分和消除匹配滤波器	308
§ 13-7	准最佳过滤	311
§ 13-8	利用正交波形信号传输的 DPSK	315
第十四章	多进制信号传输	322
§ 14-1	多进制和编码信号字母表	322
§ 14-2	多幅度信号传输	326
§ 14-3	多相信号传输	328
§ 14-4	多音信号传输	337
§ 14-5	二进制正交序列	345
第十五章	信道容量与错误控制编码	350
§ 15-1	信道容量	350
§ 15-2	错误控制的代数编码	354
§ 15-3	代数编码的特点及其应用实例	358
第十六章	衰落无线电信道	371
§ 16-1	衰落信道的重要性	371
§ 16-2	瑞利衰落多径信道	373
§ 16-3	瑞利衰落下的错误率	389
第十七章	分集技术	402
§ 17-1	分集方法	402
§ 17-2	分集性能	412

第一章 频谱和傅立叶理论

§ 1-1 正弦分析：傅立叶理论基础

在电气工程中，习惯上常常通过把信号分解成为各个基本分量的特定集合，并以各个基本部分的加数和来表示各个复杂的或复合的信号，借以对电气系统进行波形和信号分析。各个基本构成分量的集合可能有多种形式，但其中必有一些比另一些更为有用。至于采用哪种特定集合，则往往取决于所研究的信号类型。例如，由正负脉冲序列所组成的这类信号，其基本单元的集合自然就应选择为单个脉冲的均匀时间位移。最普通的集合就是用于傅立叶分析的那种，也就是选用有关的正弦谐波作为基本的构成集合。图 1-1 示出正弦曲线的结构部分。利用离散的正弦曲线的集合来表示波形被称为傅立叶谐波级数法，这是研究周期波形极其有用的分析工具，在第十节我们将研究这一专题。正如我们将要看到的，正弦曲线同样也是表示非周期波形傅立叶积分的基本单元。

把信号波形表示成各个基本单元的加数和，其关键在于



幅度 A 周期 T 频率 $f = 1/T$ 相角 θ

图 1-1 实正弦时间函数

线性系统的叠加特性。根据定义，线性系统具有下列性质：设 $X(t)$ 是系统对 $x(t)$ 的响应； $Y(t)$ 是对 $y(t)$ 的响应，且两者相互独立，那么对于 $ax(t) + by(t)$ 的响应就是 $aX(t) + bY(t)$ 。由参数值不变的电阻、电感和电容组成的一切无源电路都是线性的。许多有源电路，诸如放大器和混波器，从它是否会影响有关的信号成分这一点来看，也应该看做是线性的。应当指出，线性非时变系统不会改变或增加信号所包含的频率成分，而非线性系统则会如此。重要的非线性电路是检波器，我们将在以后加以讨论，这时傅立叶表示式不能通过简单的叠加特性来分析输入-输出关系。然而在分析非线性器件的工作中，或者在分析不希望出现的非线性在线性器件上的影响时，这种方法常常还是很有用的。

在用不同的频率分量对信号波形作傅立叶表示的同时，自然也要从频率的角度，利用单位幅度，任意频率的正弦激励所产生的频响来表征线性电路和线性系统。利用正弦测试中激励和响应的依赖关系将引出大家熟悉的单端对电路¹⁾中的阻抗概念，也将引出多端对网络中以频率为函数的所谓系统传递函数或输入输出比。这样，系统对信号的影响可以通过系统对信号的各个正弦分量造成的影响来进行研究，也就是电路对波形的影响可以用分解信号所得到的每个正弦分量在幅度和相位上各自所受到的影响来描述。单个正弦分量在幅度和(或)相位上的变化取决于系统用频率函数来描述的阻抗函数或传输比。因此，正弦方法通过应用傅立叶理论成为一般的信号分析和系统分析的基础。

熟知的傅立叶谐波级数只能用于描述周期信号。为了表示非周期波形诸如单个的脉冲，就需要采用推广的傅立叶积

1) 单端对网络即二端网络，双端对网络即四端网络，余类推——校注。

分理论(文献[1—4])。这一理论也建立在正弦分析的基础上,只不过它是一种增量处理方法,类似于从离散问题过渡到连续现象的研究而已。因此,周期波形能借助于傅立叶级数的展开,用离散频率来表示,而非周期波形则可用包含一个连续频率域的傅立叶积分来表示。事实上,如后所指出,傅立叶积分关系式可以通过将离散的、有限大小的正弦波组成的傅立叶级数表示式,简单推广成无穷多个小得不可测量的正弦分量所组成的连续集合,而启发式地推导出来(文献[2—4])。本书正是采用傅立叶积分变换来定义确知信号和随机信号二者的频谱,并在频率域上用来表征线性系统。本章仅讨论在确知(非随机)信号上的应用,要到第四章才将傅立叶理论推广到随机信号和似噪声信号上去,本章的讨论特别要定义和阐明非周期的和重复的时间函数这两种确知信号的频谱。同时我们也将描述线性非时变系统频率域的一些性质,以及它们与信号的关系和相互作用。

§ 1-2 傅立叶积分变换和频谱

我们已经讨论过作为傅立叶理论基础的正弦分析。现在进一步来讨论这些基本的信号分量,其基本构件是一普通的正弦波,可用指数或变量形式写成

$$A(f)e^{j2\pi ft} = A(f)\exp(j2\pi ft) \quad (1-1)$$

式中 $j = \sqrt{-1}$, f 为正弦频率(赫)。这种普通正弦波的幅度函数 $A(f)$ 一般是一个复数,它具有幅值(常常叫做幅度)和相位两个参量。其结构通常由下式表示:

$$A(f) = |A(f)|e^{j\theta(f)} = \operatorname{Re}A(f) + j\operatorname{Im}A(f) \quad (1-2)$$

复变量的量值和相位之间,实部和虚部之间的关系是:

$$|A(f)|^2 = [\operatorname{Re}A(f)]^2 + [\operatorname{Im}A(f)]^2 \quad (1-3a)$$

和

$$\theta(f) = \arctan \frac{\text{Im } A(f)}{\text{Re } A(f)} \quad (1-3b)$$

图 1-2 说明了这一关系的几何 (笛卡尔座标和极座标) 表示法。同时式 (1-1) 可写成

$$\begin{aligned} A(f)e^{j2\pi ft} &= |A(f)| \exp[j2\pi ft + \theta(f)] \\ &= |A(f)| \cos[2\pi ft + \theta(f)] \\ &\quad + j|A(f)| \sin[2\pi ft + \theta(f)] \end{aligned} \quad (1-4)$$

此式也许更清楚地用量值、频率和相角描述了普通的复数正弦波。请注意, 这一表示式的实部和虚部代表在同一频率 f 上的两个相位正交的分量。

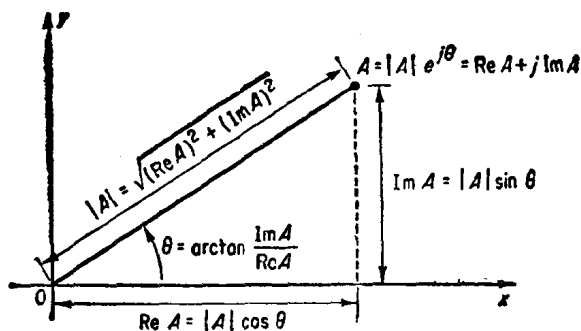


图 1-2 复数 A 各分量间的几何关系

任意的时间函数一般包含一个连续的频率域, 亦即构成信号的各个正弦波, 其频率是互相紧密靠近递增地排列的。这就意味着有数目众多的频率分量。此外, 除了限定的情况外, 任何个别的正弦波都不会对总的结果有很大的作用。表示这些波形的数学公式用增量正弦波 $[A(f)df] \exp j2\pi ft$ 代替 $A(f) \exp(j2\pi ft)$ 作为基本构件, 其中 df 是频率标度上的增量部分。这一种形式可以想象为具有增量复数幅度 $A(f)df$ 、位于频率 f 的一个宽为 df 的, 窄带之内的普通正弦波。如果把这些数目足够多而频率不同的增量正弦波加在一起, 其总和

就可以逼近任何一种常见的、一般类型的时间函数(包括所有实际重要的时间函数)。继续引伸这一自然的结论,我们的论证导致以全分量集合的一个积分式来代替信号中各个正弦分量之和的表示式。由此可见(文献[1—4]),在很一般的条件下,波形 $a(t)$ 可用下列关系式表示:

$$a(t) = \int_{-\infty}^{\infty} A(f) e^{j2\pi ft} df \quad (1-5)$$

这一表示式是傅立叶变换积分的对式之一。这一对积分式说明,对于每个 $a(t)$ 有一个唯一的 $A(f)$ 。并且,反之亦然,这点将在后面论述。因此可以证明(文献[1]),式(1-5)给出的运算有唯一的反变换:

$$A(f) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (1-6)$$

在研究信号与系统的过程中,傅立叶积分关系式可以说是无价之宝。为了便于书写,我们常用符号 $a(t) \longleftrightarrow A(f)$ 来表示 $a(t)$ 与 $A(f)$ 是由式(1-5)和式(1-6)表示的傅立叶变换对式。顺便指出,式(1-5)或式(1-6)哪一个具有因子 $\exp(+j2\pi ft)$ 是无关紧要的,只要另一个具有因子 $\exp(-j2\pi ft)$,并且在整个确定频率-时间关系的任何分析中,采用同样的定义就行。

由式(1-6)确定的频率函数 $A(f)$ 一般是一个复变量,且具有如式(1-2)给出的分量。按通信工程术语而言,当 $a(t)$ 是信号波形时, $A(f)$ 就称为 $a(t)$ 的频谱。频谱 $A(f)$ 在频率域(或变换域)内表征了时间域内由时间函数 $a(t)$ 所描述的信号。傅立叶积分变换对式提供了信号的频率描述和时间描述之间互相变换的工具。等式(1-6)通常叫做分析运算,因为它用频率含量来解析时间函数。同样,关系式(1-5)是综合运算,因为其目的是根据给定的频谱来构成信号。

当我们处理实时间函数(与复时间函数不同)时,在信号的分量与其频谱分量之间存在着某些有用的性质。例如,任何实时间函数总是能够分解成时间的奇、偶分量,也就是给定 $a(t)$ 是一个实时间函数

$$a(t) = a_e(t) + a_o(t) \quad (1-7)$$

式中 $a_e(t)$ 的偶函数部分

$$a_e(t) = a_e(-t) = \frac{1}{2} [a(t) + a(-t)]$$

(对 t 为偶函数) (1-8)

是时间的偶函数,而 $a(t)$ 的奇函数部分

$$a_o(t) = -a_o(-t) = \frac{1}{2} [a(t) - a(-t)]$$

(对 t 为奇函数) (1-9)

是时间的奇函数。图 1-3 所示为时间函数的偶函数和奇函数部分。

已经给定,实时间函数具有式(1-7)的结构,并有式(1-8)和(1-9)的性质,它的频谱可以表示为:

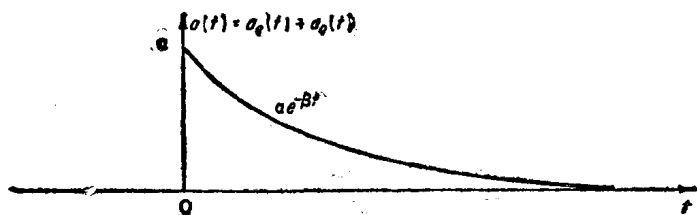
$$A(f) = \int_{-\infty}^{\infty} [a_e(t) + a_o(t)] [\cos 2\pi ft - j \sin 2\pi ft] dt \quad (1-10)$$

然而,两个偶函数或奇函数相乘均产生一个偶函数,而偶函数和奇函数相乘则产生一个奇函数。此外,仅仅偶函数在关于零对称的某一界限之间求积分,才会产生非零的结果,因此 $A(f)$ 简化为

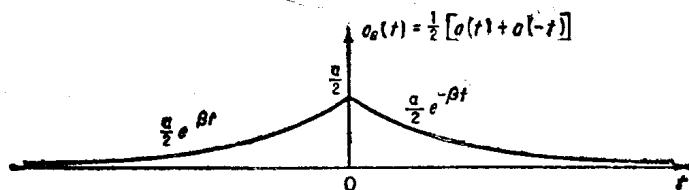
$$A(f) = \int_{-\infty}^{\infty} a_e(t) \cos 2\pi ft dt - j \int_{-\infty}^{\infty} a_o(t) \sin 2\pi ft dt \quad (1-11)$$

现在我们很容易识别式(1-11)的各部分与 $A(f)$ 的实部和虚部之间的恒等关系,即

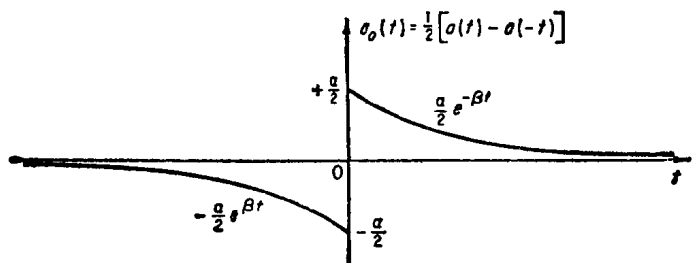
$$\text{Re } A(f) = \int_{-\infty}^{\infty} a_e(t) \cos 2\pi ft dt \quad (\text{对 } f \text{ 为偶函数})$$



(a) 非周期实时间函数



(b) $a(t)$ 的偶部



(c) $a(t)$ 的奇部

图 1-3 把实时间函数分解成偶部和奇部

和

$$\text{Im } A(f) = - \int_{-\infty}^{\infty} a_0(t) \sin 2\pi f t dt \quad (\text{对 } f \text{ 为奇函数}) \quad (1-12)$$

这些表示式清楚地指出：实时间函数频谱的实部是频率的偶函数，而实时间函数频谱的虚部是频率的奇函数。此外，根据式 (1-3a) 所给出的关系，这一结果意味着：实时间函数的幅度频谱

$$|A(f)| = \sqrt{[\text{Re } A(f)]^2 + [\text{Im } A(f)]^2} \geq 0$$

$$(\text{对 } f \text{ 为偶函数}) \quad (1-13a)$$

这是频率的偶函数,且处处为正值。同样,当我们认识到反正切函数是奇函数(实际上是一多值的奇函数)时,实时间函数的相位频谱

$$\theta(f) = \arctan \frac{\operatorname{Im} A(f)}{\operatorname{Re} A(f)} \quad (\text{对 } f \text{ 为奇函数}) \quad (1-13b)$$

它是频率的奇函数。以上两个结果简单说来就是:对于实函数的频谱有

$$A(-f) = A^*(f) = \operatorname{Re} A(f) - j \operatorname{Im} A(f) \quad (1-13c)$$

式中星号表示共轭复数。实时间函数及其频谱的这些性质在分析工作中是很有用的。

重新研究式(1-12)可以进一步了解一点情况。如果我们再用奇、偶函数的特性,也可将式(1-12)表示为:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} A(f) &\Leftrightarrow a_e(t) \\ j \operatorname{Im} A(f) &\Leftrightarrow a_o(t) \end{aligned} \quad (1-14)$$

这些关系式表明,频谱的实部是相应的实时间函数偶函数部分的傅立叶变换,而 j 和频谱虚部的乘积是实时间函数奇函数部分的傅立叶变换,换言之,纯粹的实偶时间函数的频谱是纯粹的频率实偶函数。在这一特定的情况下,频谱仅有一个幅度频谱,这是因为 $\operatorname{Im} A(f)$ 是零,使相位频谱为零。除非出现可能的 π 倍的相位模糊,因为反正切函数是多值性的(下面我们将会看到这一条件下的一个例子)。同样,纯粹的实奇时间函数的频谱是纯粹的虚奇频率函数。

有些例子可以帮助说明这些概念。设某一指数衰减的实时间函数,其幅度为 V , 在 $t = 0$ 时突然将这一信号接入。该信号在数学上可描述为:

$$a(t) = \begin{cases} V e^{-t/T}, & t > 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad (1-15)$$

其频谱可计算为

$$A(f) = \int_0^{\infty} V \exp \left[-\left(\frac{1}{T} + j2\pi f \right) t \right] dt$$

$$= \frac{V}{(1/T) + j2\pi f} \quad (1-16a)$$

分子分母各乘以 $(1/T) - j2\pi f$, 式 (1-16a) 即可写为

$$A(f) = \frac{VT}{1 + (2\pi fT)^2} (1 - j2\pi fT) \quad (1-16b)$$

这是 $\text{Re } A(f) + j\text{Im } A(f)$ 的形式。请注意, 频谱的实部与虚部确实分别是频率的偶、奇函数。于是 $A(f)$ 的幅度频谱为

$$|A(f)| = \frac{VT}{\sqrt{1 + (2\pi fT)^2}} \quad (1-17a)$$

而相位频谱为

$$\theta(f) = \arctan(-2\pi fT) \quad (1-17b)$$

于是, 用极坐标表示时, $A(f)$ 为

$$A(f) = \frac{VT}{\sqrt{1 + (2\pi fT)^2}} \exp[j \arctan(-2\pi fT)] \quad (1-18)$$

图 1-4 所示为时间函数图, 以及幅度和相位频谱图, 它们分别是奇、偶频率函数。

这一例子实际提供的内容要比开始所阐明的更多些。首先, 已经导出了阶跃产生的指数衰减时间函数的基本傅立叶变换关系对式, 它可以表达为更一般的形式, 即

$$\alpha e^{-\beta t} (\beta > 0, t > 0) \Longleftrightarrow \frac{\alpha}{\beta + j2\pi f} \quad (1-19)$$

其次, 因为实时间函数总能分解成奇、偶两部, 因此就有两个附加的变换对式, 即

$$\frac{1}{2} \alpha e^{-\beta|t|} (\beta > 0) \Longleftrightarrow \frac{\alpha\beta}{\beta^2 + (2\pi f)^2} \quad (1-20a)$$