

锁相和频率 反馈系统 原理与技术

〔美〕J·克拉泼 J·T·弗兰克勒著

李兆寅 等译

人 民 邮 电 出 版 社

锁相和频率反馈系统

(原理与技术)

[美] J. 克拉泼 J. T. 弗兰克勒 著

李兆寅 等译

人民邮电出版社

*Phase-Locked and
Frequency-Feedback Systems*

Principles and techniques

JACOB Klapper, John T. Frankle Academic Press 1972

内 容 提 要

本书主要内容是讲述调频、调相信号的各种解调方式和应用。重点介绍了锁相解调器和调频反馈解调器的线性特性、失真与门限；提供了完整的设计公式、图表和设计步骤；结合各种工程应用，列举了大量的例子；介绍了以锁相环、调频反馈环为主体的复合环，分析复合环对门限改善的程度，并对数字调频信号的解调也作了介绍。最后，还提出了各种部件、环路、系统的测试方法。本书可供从事通信、遥测、遥控、雷达等工作的工程技术人员和大、专院校的师生参考。

参加本书翻译工作的有李兆寅、彭怡明、李天福、王浩区、何有伦等同志。最后由李兆寅同志统一审校。

锁相和频率反馈系统

(原理与技术)

[美] J. 克拉泼 J. T. 弗兰克勒 著

李兆寅 等译

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

河北省邮电印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

*

开本：850×1168 1/32 1982年5月第 一 版

印张：13 12/32页数：214 1982年5月河北第一次印刷

字数：354 千字 印数：1—4,900册

统一书号：15045·总2556—无6171

定 价：1.70 元

前 言

目前，锁相系统和频率反馈系统正获得广泛的应用。在遥测、通信、控制和仪器方面，以及需要从埋在噪声或其它干扰内的信号中提取频率或相位的场合，这些系统都显示出很大的优越性。本书叙述这些系统的原理和设计方法，重点研究它们在低门限解调器方面的应用。书中大部分材料在以前的书籍中没有见过，有些是第一次发表的。

作者认为，随着角反馈技术的应用日益广泛，本书所叙述的内容也更加重要。本书是作者之一在纽阿克 (Newark) 工程学院提供的研究生教材。要求读者对线性系统、反馈理论、通信系统和随机过程等理论具有相当于大学生的水平。在本书的第二章中，我们简要地重温一下这些方面的原理。更高深的分析方法，在需用的地方再作介绍。

为使本书的内容更适合于工程技术人员应用，书中包括有详细的设计步骤和大量辅助图表，同时还解释说明了某些实际问题，这些问题是作者在大量实践中得到的。本书重点介绍了各种工程近似方法，其优点是避免用复杂的理论公式求解。书中有一章详细地叙述了测试方法与步骤。书末附有大量的理论和应用方面的书刊提要。

目 录

第一章 引 言	(1)
1-1 发展史	(1)
1-2 本书的内容安排	(2)
第二章 基本理论简介	(4)
2-1 网络理论	(4)
2-2 反馈理论	(11)
2-3 噪声特性及其表示法	(14)
2-4 三角关系式	(21)
第三章 环路部件及系统简述	(23)
3-1 引言	(23)
3-2 限幅一鉴频器	(24)
3-3 低门限解调	(38)
3-4 调频载波的过滤	(41)
3-5 电压控制振荡器	(44)
3-6 相位检波器	(46)
第四章 调频反馈环原理	(50)
4-1 工作原理	(50)
4-2 线性等效电路	(54)
4-3 环路的线性性能分析	(59)
4-4 环路的非线性性能分析	(68)
4-5 延迟的影响	(75)
第五章 锁相环原理	(79)
5-1 工作原理	(79)
5-2 线性等效电路	(83)
5-3 环路的线性性能分析	(87)
5-4 环路的非线性性能分析	(98)

5-5	延迟和最小噪声带宽	(115)
第六章	锁相环调频解调器的设计	(117)
6-1	能获得调频增益的区域	(117)
6-2	失真区域	(127)
6-3	门限区域	(138)
6-4	设计步骤和例子	(162)
第七章	调频反馈环解调器的设计	(179)
7-1	能获得调频增益的区域	(179)
7-2	失真区域	(186)
7-3	门限区域	(206)
7-4	设计步骤和例子	(227)
第八章	复合环与多级环低门限解调的设计	(238)
8-1	通用设计的概述	(240)
8-2	FMFB—PLL复合环	(244)
8-3	FMFB—FMFB复合环	(252)
8-4	扩展范围的锁相解调器和调频反馈—扩展范围的锁 相解调器	(262)
第九章	数字调频和锁相环的其它应用	(280)
9-1	数字调频系统概述	(280)
9-2	用限幅鉴频器解调二进制调频信号的误码率	(290)
9-3	用角反馈解调器解调二进制调频信号	(298)
9-4	锁相环的其它应用	(310)
第十章	测试鉴定方法	(318)
10-1	部件测试	(318)
10-2	环路测试	(327)
10-3	调频解调器的系统测试	(337)
附录A	角调制增益公式的推导	(354)
附录B	鉴频器基带响应的推导	(358)
附录C	理想解调器	(359)
附录D	变容管VCO的失真	(360)

附录 E	单调谐电路对于小调制指数的调频载波失谐的基 带等效响应	(362)
附录 F	FMFB 的最小噪声带宽和环路滤波器零点系数的 计算	(364)
	符号与缩写表	(366)
	名词索引	(371)
	文献目录	(395)

第一章 引言

1-1 发展史

很久以来,锁相环(PLL)比调频负反馈环($FMFB$)更受人重视*,这是因为它的基本电路简单且用途很广。为了实现相干调幅接收,发明了锁相技术,并经过认真的研究和推广应用,比如在电视接收机中作同步电路^{2,3}。随着空间时代的到来,要求实现低电平信号的接收、跟踪、相位提取、过滤以及频率同步,使得 PLL 获得更广泛的应用。由于其基本电路很简单,因而增加了它的适用性。但是,由于环路的非线性以及外部的随机过程(如输入噪声)使得分析工作和系统最佳化十分困难。

用作调频信号(带有输入噪声)解调器的 PLL 的最初分析和最佳化是由杰夫(*Jaffe*)和锐希廷(*Rechtin*)⁴报导的。他们使用 PLL 线性等效电路对暂态信号和加性高斯噪声干扰进行环路最佳化,后来,第菲里特(*Develet*)⁵提出了一个适用于信号和噪声都是高斯分布情况的近似非线性分析。他运用这种方法推导出最佳 PLL 和最佳二阶 PLL 的最好调频门限特性。在文献^{6,7}上也刊载过另外一些非线性近似分析方法。

对一阶环路⁸和对一般跟踪设备⁹已有了精确的分析方法。然而,实际进行设计时,一般仍采用线性模型,而用实验参数来考虑非线性的影响。

调频反馈解调器首先是在1939年由切菲(*Chaffee*)¹⁰提出的。1953年,莫锐塔(*Morita*)和艾托(*Ito*)¹¹应用了它的低门限能力。印洛(*Enloe*)¹²首先把人们所广泛采用的设计程序公式

* 比较本书结尾所列的书刊目录就可看出这一点。

化, 随后, 在文献¹³中出现了与之媲美的各种设计方法。

近年来, 人们作了很大的努力, 并且仍在继续努力以改善调频解调器的门限, 使之超过简单 $FMFB$ 或 PLL 所具有的门限能力。最近, 富兰柯(*Frankle*)¹⁴和阿坎帕尔(*Acampora*)及牛顿(*Newton*)¹⁵分析和讨论了这样一些令人感兴趣的解调器, 这些新式解调器不是采用 $FMFB$ 和 PLL 的组合就是采用扩展范围的 PLL , “角反馈环”这一术语一般是指在本书中所涉及的任何一种环。

1-2 本书的内容安排

第二章简述线性系统各部件、反馈理论和噪声, 为本书其余部分提供最低限度的理论基础。第三章叙述环路主要部件的特性; 也讨论了常用的调频解调器(限幅-鉴频器)的特性, 并简要地提到多级环解调器的特性(详细论述安排在第八章)。第四章和第五章分别提出 $FMFB$ 和 PLL 的原理以及描述环路特性的基本方程式。第六章和第七章分别介绍这两种环路的设计方法; 在这两章内, 用一些典型的设计例子来说明获取低门限角解调特性的详细设计步骤。然后, 在第八章中, 把前二章所介绍的设计原理引伸到设计新型的解调器(即这种调解器的特点是解调门限低于 PLL 或 $FMFB$ 所具有的门限)。第九章介绍数字调频信号的解调, 并且逐项列出 PLL 在各方面的应用。最后, 第十章给出了测试方法和检查环路性能的方法。

参 考 文 献

1. H. de Bellescize, La Reception Synchrone. *Onde Elec.* **11**, 209-272 (1932).
2. K. R. Wendt and G. L. Fredendall, Automatic frequency and phase control of synchronization in television receivers. *Proc. IRE* **31**, 7-15 (1943).
3. D. Richman, Color-carrier reference phase synchronization accuracy in NTSC color television. *Proc. IRE* **42**, 106-133 (1954).
4. R. Jaffe and E. Reichtin, Design and performance of phase-lock loops capable of near-optimum performance over a wide range of input signal and noise levels. *Trans. IRE IT-1*, 66-76 (1955).
5. J. A. Develet, A threshold criterion for phase-lock demodulation. *Proc. IEEE* **51**, 349 (1963); Correction *Proc. IEEE* **51**, 580 (1963).
6. H. L. Van Trees, Functional techniques for the analysis of the nonlinear behavior of phase-locked loops. *WESCON* (1963).
7. D. L. Schilling, The response of an automatic phase control system to FM signals and noise. *Proc. IEEE* **51**, 1306-1315 (1963).
8. A. J. Viterbi, Phase-locked loop dynamics in the presence of noise by Fokker-Planck techniques. *Proc. IEEE* **51**, 1737 (1963).
9. W. C. Lindsey, Nonlinear analysis of generalized tracking systems. *Proc. IEEE* **57**, No. 10, 1705-1722 (1969).
10. J. G. Chaffee, The application of negative feedback to frequency modulation systems. *Bell Syst. Tech. J.* **18**, 403-437 (1939).
11. M. Morita and S. Ito, High sensitivity receiving system for frequency modulated waves. *IRE Int. Conv. Rec.* **8**, Pt. 5, 228 (1960).
12. L. H. Enloe, Decreasing the threshold in FM by frequency feedback. *Proc. IRE* **50**, No. 1, 18-30 (1962); The synthesis of frequency feedback demodulators. *Proc. Nat. Electron. Conf.* **18**, 477-497 (1962).
13. P. Frutiger, Noise in FM receivers with negative frequency feedback. *Proc. IEEE* **54**, No. 11, 1506-1520 (1966).
14. J. Frankle, Threshold performance of analog FM demodulators. *RCA Rev.* **27**, No. 4, 521-562 (1966).
15. A. Acampora and A. Newton, Use of phase subtraction to extend the range of a phase-locked demodulator. *RCA Rev.* **27**, No. 4, 577-599 (1966).

第二章 基本理论简介

研究锁相和频率反馈的理论及其应用需要对某些工程学科有所了解。本章简单地介绍网络分析的基本原理、反馈理论和随机过程。但这里所介绍的内容都是粗略的和不严密的，其目的是使读者能了解书中的概念、公式和“术语”。需要了解更高深分析方法的读者，可参阅有关文献和书籍。

2-1 网络理论

一、拉氏变换和富氏变换¹⁻³

在设计和分析网络时，经常把网络和信号特性表示为时间或频率的函数，拉氏变换是将这两种函数进行互换的分析工具。它的定义为

$$\mathcal{L}\{x(t)\} = X(s) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp(-st) dt \quad (\text{正变换}) \quad (2-1)$$

$$\mathcal{L}^{-1}\{X(s)\} = x(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} X(s) \exp(s) ds \quad (\text{反变换}) \quad (2-2)$$

式中 $S = \sigma + j\omega$ ； $x(t)$ 是时间函数，亦称为原函数（如网络电压）； $X(s)$ 是以 s 表示的变换函数，亦称为象函数。 c 是积分收敛路径常数。 $\mathcal{L}[\]$ 、 $\mathcal{L}^{-1}[\]$ 分别表示正变换和反变换。

上述公式是双边拉氏变换公式，也就是积分变量是在正负时间以内。在暂态分析中，经常采用单边拉氏变换，其信号只存在于正时间内，这时只要假设式 (2-1) 的积分下限为 $t = 0$ ，即可得到。

显然，对于只有正时间的信号来说，双边与单边拉氏变换的结果是相同的，仅是初始条件不同，也就是在信号加上以前能量已经储存在电抗里了。但是在许多事件中双边变换更为实际。

当复频 S 用 $j\omega$ 来代替时，那么双边拉氏变换公式就变成常用的富氏变换公式。即

$$\mathcal{F}\{x(t)\} \equiv X_F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp(-j\omega t) dt \quad (\text{正变换}) \quad (2-1a)$$

$$x(t) = \mathcal{F}^{-1}\{X_F(j\omega)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{\infty} X_F(j\omega) \exp(j\omega t) d(j\omega) \quad (\text{反变换}) \quad (2-2a)$$

式 (2-2a) 积分路径是沿 $j\omega$ 轴的，这种限制就造成它与拉氏变换在积分收敛性方面的差别。因而使某些函数只能用拉氏变换，富氏变换中的一种变换而不能同时用这二种变换。在本书中通常可用 $j\omega$ 代替 $X(s)$ 中的 S 来得到富氏变换 $X_F(j\omega)$ ，即

$$X_F(j\omega) = X(s) \big|_{s=j\omega} = X(j\omega)$$

变量 $2\pi f = \omega$ ， f 单位为赫（或 Hz ）， ω 的单位为弧度/秒。以 f 代替 ω ，式 (2-2a) 变为

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) \exp(j\omega t) df \quad (2-2b)$$

熟练的工程师很少采用式 (2-2) 的拉氏反变换公式，而是参照容易而有效的变换表，本书中常用的拉氏变换对在表 I 中列出。

拉氏变换

表 I

类别	原函数 $x(t)$	象函数 $X(S)$
1. 定义式	$x(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} X(S) \exp(St) dS$	$X(S) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp(-st) dt$
2. 乘以常数	$a \cdot x(t)$	$a \cdot X(S)$
3. 相加	$x_1(t) + x_2(t)$	$X_1(S) + X_2(S)$
4. 相乘	$x_1(t) \cdot x_2(t)$	$\int_{-\infty}^{\infty} X_1(v) \cdot X_2(S-v) dv$
5. 衰减	$[\exp(-s_0 t)] \cdot x(t)$	$X(S + S_0)$
6. 导数 ^a	$\frac{d}{dt}[x(t)]$	$S \cdot X(S)$
7. 积分 ^a	$\int_0^t x(v) dv$	$X(S)/S$
8. 高阶导数 ^a	$\frac{d^n}{dt^n}[x(t)]$	$S^n X(S)$
9. 乘以时间	$t x(t)$	$-\frac{dX(S)}{dS}$
10. 卷积	$\int_{-\infty}^{\infty} x_1(\tau) x_2(t-\tau) d\tau$	$X_1(S) X_2(S)$
11. 延时	$x(t-\tau)$	$[\exp(-\tau S)] \cdot X(S)$
12. 坐标尺度变换	$x(at)$	$(1/a) X(S/a)$
13. 终值 ^b	$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t)$	$\lim_{s \rightarrow 0} s X(S)$
14. 初始值 ^b	$\lim_{t \rightarrow 0^+} x(t)$	$\lim_{s \rightarrow \infty} s X(S)$
15. 单位脉冲	$\delta(t)$	1
16. 单位阶跃	$u(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t > 0 \end{cases}$	$1/S$
17. 单位斜升	$t u(t)$	$1/S^2$
18. 高阶函数	$\frac{t^{n-1}}{(n-1)!} u(t)$	$1/S^n$
19. 余弦	$\cos \omega_0 t u(t)$	$S/(S^2 + \omega_0^2)$
20. 正弦	$\frac{1}{\omega_0} \sin \omega_0 t u(t)$	$1/(S^2 + \omega_0^2)$
21. 指数	$\exp(-S_0 t)$	$1/(S + S_0)$
22. 阻尼正弦	$e^{-\sigma t} \sin \omega_0 t u(t)$	$\omega_0 / [(S + \sigma)^2 + \omega_0^2]$

a. 如果初始条件为 0 或已考虑信源的部分, 则这些公式仅用于单边拉氏变换。

b. 对单向时间函数而言。

二、网络的输入、输出关系^{4, 5}

下面研究由线性、非时变元件组成的网络,如图2-1(a)所示。它的输入为 $x_i(t)$ 、输出为 $x_o(t)$ 。

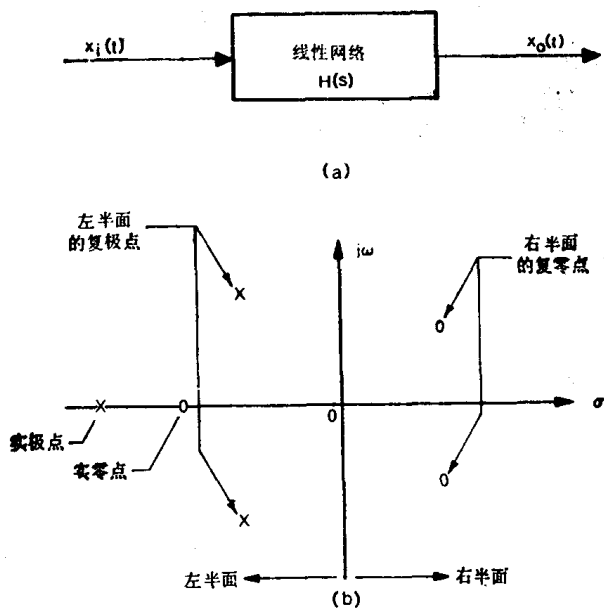


图 2-1 (a)二端口网络(b)它的传递函数的 S 平面表示法(O: 零点, X: 极点)

输入信号经线性网络后产生的输出信号由线性微分方程表示, 即

$$\begin{aligned} & a_m \frac{d^m}{dt^m} x_i(t) + a_{m-1} \frac{d^{m-1}}{dt^{m-1}} x_i(t) + \cdots + a_0 x_i(t) \\ &= b_n \frac{d^n}{dt^n} x_o(t) + b_{n-1} \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} x_o(t) + \cdots + b_0 x_o(t) \end{aligned}$$

(2-3)

式中 a_m 、 b_n 是由网络元件确定的常数; m 和 n 的最大值确定了网络的阶数。引入运算符号 $p = \frac{d}{dt}$, 因此

$$\frac{d^i}{dt^i} = p^i \quad (2-4)$$

则可将 (2-3) 式写为

$$\begin{aligned} & (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \cdots + a_0) x_i(t) \\ &= (b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \cdots + b_0) x_0(t) \end{aligned} \quad (2-5)$$

于是网络的输出与输入之比 $H(P)$ 为

$$\frac{x_0(t)}{x_i(t)} = \frac{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \cdots + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \cdots + b_0} \equiv H(p) \quad (2-6)$$

要注意, 上式仅仅是微分方程的符号表示法。然而, 式 (2-5) 和 (2-6) 的拉氏变换很容易得到。这只需要把原式中的算子 P 换成复频变量 S , 并把 $x_i(t)$ 和 $x_0(t)$ 分别换成拉氏变换的 $X_i(s)$ 和 $X_0(s)$ 。反之, 也可从“ S ”域变成“时间”域。当然, 由式 (2-3) 和用表 I 所列出的“微分关系”也能直接得到拉氏变换。于是

$$\begin{aligned} & (a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_0) X_i(s) \\ &= (b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \cdots + b_0) X_0(s) \end{aligned} \quad (2-7)$$

网络的传递函数 $H(S)$ 定义为以 S 为变量的输出与输入之比:

$$H(s) \triangleq \frac{X_0(s)}{X_i(s)} = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \cdots + b_0} \quad (2-8)$$

对于无源网络 (无放大器), m 值必定限制在 $0 \leq m \leq n+1$ 范围内。分解多项式 $H(S)$ 的分子和分母, 则 $H(S)$ 可表示成许多根的乘积之比:

$$H(s) = \frac{a_m (s - z_m) (s - z_{m-1}) \cdots (s - z_1)}{b_n (s - p_n) (s - p_{n-1}) \cdots (s - p_1)} \quad (2-9)$$

分子的根称为零点, 分母的根称为极点, 通常它们都是复数。可以把这些根表示在 S 平面上, 如图 2-1(b) 所示, 复根总是共轭出现的。一个可实现的稳定的网络, 它的极点必须在 S 平面的左半面, 即 $\sigma \leq 0$ 。但零点可以出现在 S 平面的任何地方。零点全部处在左半面的网络称为最小相位网络。

S 域的主要优点是线性系统的输出等于输入乘以传递函数。即

$$X_0(s) = H(s) X_i(s) \quad (2-10)$$

在时域中, $H(s)$ 变为 $h(t)$ 。 $h(t)$ 是系统在 $t=0$ 时对单位脉冲的响应,

$$\mathcal{L}^{-1}(H(s)) = h(t) \quad (2-11)$$

$h(t)$ 的输入—输出关系用卷积表示:

$$x_o(t) = \int_{-\infty}^t x_i(\tau) h(t-\tau) d\tau \quad (2-12)$$

或用符号表示为

$$x_o(t) = x_i(t) \otimes h(t) \quad (2-13)$$

式中 $\otimes$ 是卷积符号。综上所述, 可得出如下结论: 线性系统的输入与输出关系可用式 (2-3) 或 (2-5) 的微分方程表示, 或用式 (2-10) S 域的乘积表示, 也可以用卷积式 (2-13) 表示。

三、网络频率响应⁵

线性网络对正弦波输入的响应, 在网络计算中是很重要的。如果已知网络对所有频率的正弦波响应, 那么, 网络的特性就确定了, 并且可以计算出它对任何波形的响应。假定网络输入 $x_i(t)$ 为

$$x_i(t) = \sin \omega t \quad (2-14)$$

则网络的输出 $x_o(t)$ 为

$$x_o(t) = A(\omega) \sin[\omega t + \phi(\omega)] \quad (2-15)$$

即输出是同频率的正弦波, 而其幅度与相位变化都依赖于输入频率 ω 。式中 $A(\omega)$ 称为网络幅度响应, $\phi(\omega)$ 称为网络相位响应。 $A(\omega)$ 与 $\phi(\omega)$ 一起称为网络的频率响应。

当用 $j\omega$ (即 $\sigma=0$) 来代替 $H(s)$ 中的 s 时, 可以很容易地从网络的传递函数得到其频率响应函数。通常频率响应函数以极座标形式表示为

$$H(j\omega) = A(\omega) e^{j\phi(\omega)} \quad (2-16)$$

式中, $A(\omega)$ 和 $\phi(\omega)$ 分别为 $H(s)/s_{=j\omega}$ 的幅度和相角。幅度响应常用分贝表示, 即 $20 \log_{10} A(\omega)$ 。 $\phi(\omega)$ 以度表示。例如, 图 2-2 表示二阶 PLL 的典型频率响应, 横座标是归一化的对数频率。

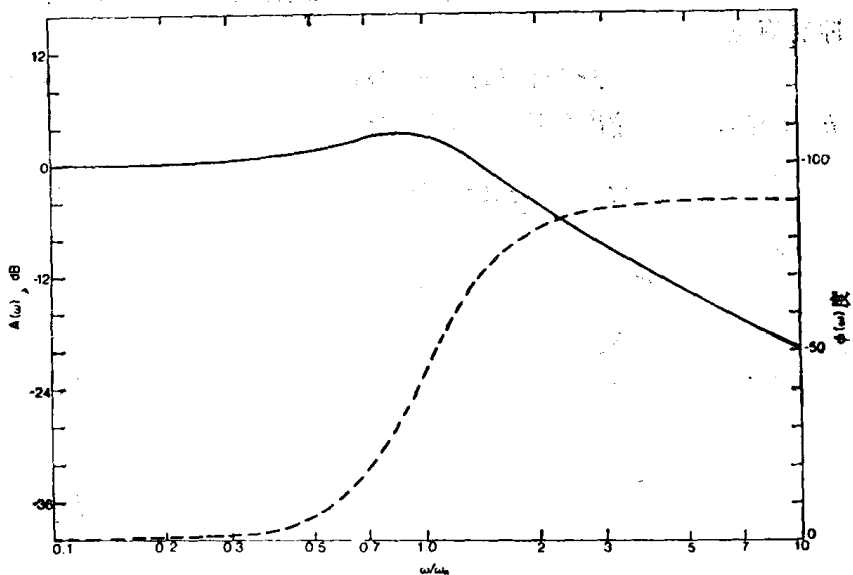


图 2-2 二阶PLL的典型频率响应（来自图5-5，并且 $a/\omega_n = 1$ 。（实线表示幅度，虚线表示相位）

矩形滤波器的幅度响应是一个矩形，在其通带内传输幅度是不变的，而在通带以外则有无限大的衰减。其相位响应是线性的，但实际上这种滤波器是无法实现的。契比雪夫 (Chebyshev) 和巴特沃思 (Butterworth) 滤波器实质上是近似于矩形滤波器的特性。

四、低通等效频率响应²

一个对称的带通频率响应 $H(j\omega)$ ，其低通等效频率响应 $H_L(j\omega)$ 被定义为： $H(j\omega)$ 的上一半的边频移到零频所形成的响应。图2-3所说明的这种变换在计算调制波时是很有用的。

要注意， $H_L(j\omega)$ 与网络综合中的带通网络的低通原型不一样。事实上，低通原型是由几何对称带通响应形成的，并且具有低通等效响应的两倍带宽。