

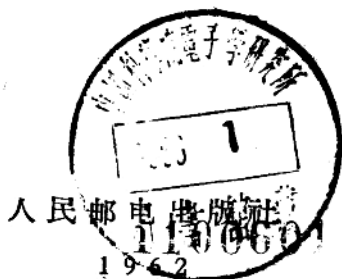
高等学校教学用书

电 子 电 路

(正反馈、振荡、调制部分)

原编者：北京邮电学院电子技术基础教研组

审校者：邮电学院电子电路教材选编组



内 容 提 要

本書是根据五年制有线电信专业电子技术基础課的教学大綱編写的。全書共分四章：有正反饋的放大电路，正弦振蕩电路，非正弦信号振蕩电路和調制与解調电路。本書为了便于初学者理解，在講述中从物理概念引入和分析問題，采用各种結合实际的应用例題和計算例題。本書为电信类专业的教学用書，也可以作为电信工程技术人員的參考書。

电 子 电 路

(正反饋、振蕩、調制部分)

原編者：北京邮电学院电子技术基础教研組

审校者：邮电学院电子电路教材选編組

出版者：人 民 邮 电 出 版 社

北京东四六条15号

(北京市書刊出版業、業許可証出字第〇四八号)

印刷者：北 京 市 印 刷 一 厂

发行者：新 华 書 店

开本 787×1092 1/32

1962年2月北京第一版

印張 12 6/32 頁數 390

1962年4月北京第二次印刷

印刷字數 325 000 字

印數 8,151—13 350 册

統一書号：K15045·总1285—无339

定 价：(10) 1.75 元

序 言

本书共分四章，分別討論了电信类专业电子电路基础理論方面的强有源性、强非綫性和惰性結合的部分。为了避免孤立地、互不联系地讲述各种类型的电路，造成学生学习上的困难，本书在編写中作了一些新的尝试，尽力把上述三种要素的基本規律加以簡化、概括、联系起来。同时采用了各种結合实际的应用例題和計算例題来帮助理解。例如由放大电路中的正反饋作用逐步推論出正弦、非正弦振盪的过程；由双稳电路出发推論出单稳、自激多諧振盪和鋸齒波振盪电路；振盪的瞬态概念、負阻概念和反饋概念的統一；在分析电子管的非綫性和电路的頻率响应时，大量利用簡單而有效的直折綫化等措施；在引入問題时，常由特殊的数字实例入手再推論到一般規律。

“电子电路”是一門实践性很强的課程，因此本书除了把許多实践知識系統地总结为理論体系提出外（例如各种寄生因素的系統介紹，又如第二章正弦振盪就是以稳幅、稳頻两个实际問題为綱貫串起来的理論体系），还結合例題提供各种电路的灵活設計方法。在讲授过程中要紧密地和实物教学、实验、习题、思考題、設計、作业等教学环节結合起来。

本书內容是根据五年制有綫电信专业电子技术基础課的教学大綱編写的。但为了科学体系的完整，尽可能充实一些科学新成就以及尽可能結合专业需要，內容和篇幅稍多。本书供四年制使用时，在教学过程中可以酌量刪减一些內容。

为了便于初学者掌握所述內容，本书从物理概念上引入和分析問題，并附有很多插图，敘述尽可能詳細，以便理解。

本书原稿是北京邮电学院电子技术基础教研組編写的电子技术基础讲义的后四章。經邮电学院电子电路教材选編組以上述原稿为基础进行审校作为电信类专业的教学用书。本課程可与“电子器件及

1100601

放大器”銜接，后者是本課程的先修課，已有教材出版，可以結合运用。但由于原稿不是出于同一来源，所以在符号、讲述方法、前后連貫等方面自然不能完全一致。为了使本书既能与上述教材銜接，又能自成体系成为一本独立的教材，选編中采取了增添附录、加註或略加补充修改的方法来解决。

参加原稿編写的是北京邮电学院电子技术基础教研組教师沈树雍、錢彭年、謝震文、伍建康等同志。

参加編审的教材选編組成員是重庆邮电学院教师朱宏岳同志、长春邮电学院教师何彥岐、林哲民同志、北京邮电学院教师沈树雍、錢彭年同志。

参加本书繪图、繕写、校对等工作的有北京邮电学院工程画教研組教师和部分同学。

本书所用符号，采用中文下标符号。为便于学生參閱其它书籍，书中列出了本书所用符号与常見符号的对照表。

由于經驗不足，編审時間短促等原因，书中难免存在着不妥甚至錯誤之处，希望讀者积极提出批評和改进意見，以便今后修訂提高。

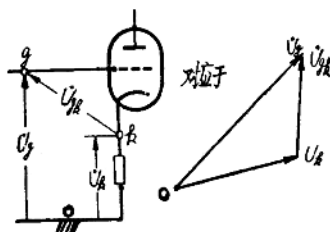
1961年10月

本書所用符号中下标特殊符号表(与一般書籍类同的未列)

符号	意义(或其它书上常用的符号)	应用例
大	最大值(маx, макс)	$\theta_{\text{大}}$ (最大角度)
小	最小值(min, мин)	$I_{\text{小}}$ (最小电流)
上	上限(英文h, 俄文в)	$f_{\text{上}}$ (上截止频率)
下	下限(英文l, 俄文н)	$f_{\text{下}}$ (下截止频率)
中	中间(英文m)	$f_{\text{中}}$ (中频)
平	平均(ave, сред)	$S_{\text{平}}$ (平均跨导)
入	输入(in, вх.)	$R_{\text{入}}$ (输入电阻)
出	输出(out, вых)	$U_{\text{出}}$ (输出电压)
干	干扰(N , ш)	$U_{\text{干}}$ (干扰电压)
分	分布, 寄生(Π)	$C_{\text{分}}$ (分布电容)
介	临界(кр)	$U_{\text{介}}$ (临界电压)
止	截止(英文c, 俄文з)	$U_{\text{止}}$ (截止电压)
反	反馈(f)	$U_{\text{反}}$ (反馈电压)
允	允许	$ K\beta _{\text{允}}$ (允许的反饋量)
限	限制(огр)	$R_{\text{限}}$ (限流电阻)
↑	上升	$t_{\uparrow}$ (上升时间)
↓	下降	$t_{\downarrow}$ (下降时间)
+	正	ω_{+} (正反馈频率)

—	負	R_- (負向电阻)
→	扫描, 前进	t_+ (扫描时间)
←	回扫, 后退	t_- (回扫时间)
≡	等效	$R_≡$ (等效电阻)
⌒	正脉冲	T_+ (同步脉冲周期)
∇	負脉冲	
⌑	矩形脉冲	t_+ (矩形脉冲宽度)
Δ	锯齿波	$T_Δ$ (锯齿周期)
~	正弦, 交流	$f_~$ (正弦频率)
=	直流	$I_=($ 直流电流成份)
Σ	总和	$R_Σ$ (总电阻) $Q_=($ 频带)
L	負載	R_L (負載电阻)

本书中凡电位差均以箭头指向电位升的方向, 以便适应电子电路“以地为基准(0 电位)”的惯例, 同时便于和矢量位形图对应起来。例如



目 录

序言

第一章 有正反馈的放大电路	1
§ 1-1 正反馈在放大电路中的作用	1
一、要避免的正反馈	1
二、可利用的正反馈	3
§ 1-2 放大电路中负反馈强度的限制	3
一、两级全同 RC 耦合放大电路中的负反馈量是沒有限制的	4
二、三级全同 RC 耦合放大电路里负反馈强度的限制	6
三、稳定准则	8
四、稳定富余度	13
§ 1-3 在保证稳定的原则下提高反馈强度的需要性与可能性	17
一、保证强负反馈与保证稳定在对放大级数的要求上有矛盾	17
二、在保证稳定的条件下提高反馈强度的措施	17
三、强负反馈放大电路的稳定设计例题	25
§ 1-4 输出六端电路的频应计算	25
一、总的分析	26
二、低频段的计算	28
三、高频段的计算	30
§ 1-5 高频段的稳定设计	32
一、各频应环节的总体规划	32
二、对两窄一阶频应的具体安排	33
三、阶节的具体实现	38
四、总结与核算	39
§ 1-6 低频段的稳定设计	41

一、总体安排	41
二、对窄节和阶节的要求	42
三、对宽节的要求和总核算	45
四、如何具体实现以上各节的频应	46
五、最终结果	48
§ 1-7 寄生反馈与寄生环节的防止	48
一、寄生反馈	49
二、惰性参量形成的寄生环节	60
§ 1-8 强负反馈放大电路的总体设计与设计制造程序	65
一、已给的主要指标	65
二、设计程序及各步设计的要领	66
三、实际安装和测量调整	70
四、整个设计结果的电路图	73
§ 1-9 利用“负参量”的放大电路	73
一、负阻作用的基本概念	74
二、负阻作用是如何形成的	78
三、一种实际负阻增音机电路的分析	79
四、负导增音机	86
§ 1-10 有源滤波电路	90
一、LC型有源滤波电路	90
二、RC型有源滤波电路	92
附录一、基本频率响应的简化处理	95
一、高频基本节的频应简化	95
二、高频节相频响应的直线化	100
三、“低频基本节”的频应简化	104
四、阶节的频应	106
附录二、有线通信中实用输出六端电路的结构及参量计算	114
一、桥型六端电路	114

二、差动式六端电路	116
三、桥型输出大端电路的设计例题	117
附录三、RC型双T电路的平衡条件	120
第二章 正弦振荡电路	122
§ 2-1 正弦振荡电路的自激条件	122
§ 2-2 用准线性理论分析振荡电路的建立过程和稳态幅度	127
一、电子管的非线性用准线性参量表示	129
二、用准线性理论分析振荡的建立过程	131
三、 S^{π} 曲线族	133
四、利用 $S^{\pi}(U_{gm})$ 特性求稳态振荡幅度 $U_{gm}(S)$	134
五、用准线性理论解释改变反馈条件会使稳态 幅度增加、减少或停振的现象	136
§ 2-3 振荡幅度的稳定	137
一、从电子管本身入手的措施	138
二、加深反馈量	138
三、栅流自给偏压稳幅	139
四、利用热变电阻稳幅	146
§ 2-4 振荡频率的稳定	147
一、电子管参量对频率的影响	147
二、负载对频率的影响	152
三、谐振回路参量对频率的影响	156
四、谐波和栅流对频率稳定的影响	158
五、强制现象	160
§ 2-5 LC调板振荡电路的设计	163
一、设计要求	164
二、选择主要器件	164
三、选定电路	166
四、线性参量的计算	166

五、频率稳定和幅度稳定的检查	167
§ 2-6 其它 LC 型振荡电路	168
一、调栅振荡电路	168
二、三端电感型振荡电路	170
三、三端电容型振荡电路	171
§ 2-7 晶体振荡电路及其稳频作用	172
一、晶体的特性及其稳频作用	172
二、低频晶体振荡电路	177
§ 2-8 RC 型振荡电路	179
§ 2-9 半导体管振荡电路	183
一、反馈振荡电路	183
二、负阻型振荡电路	188
第三章 非正弦信号振荡电路	191
§ 3-1 非正弦信号的特征及其发生要素	191
一、非正弦信号的特征	191
二、产生非正弦信号的重要因素	194
§ 3-2 双稳触发电路及典型工作点的分析	200
一、不稳定工作点 Q_0	201
二、稳定平衡的工作点 Q_+ 和 Q_-	204
§ 3-3 触发电路的触发与转换	210
一、双稳电路的触发及其应用举例	210
二、触发电路的转换时间	214
§ 3-4 电子管阴极电路在双稳触发电路中的利用	217
一、阴极自给偏压	218
二、阴极耦合反馈的双稳电路	219
§ 3-5 单稳触发电路	223
一、电路及其工作原理	223
二、输出脉冲的参量及其应用	228

三、阴极耦合式单稳电路	236
§ 3-6 自激的多谐振荡电路	237
一、由双稳、单稳电路推论其需要和可能	237
二、利用双稳、单稳电路的已有知识推论自激电路的工作状态	238
三、参量与设计	242
四、其它形式的自激多谐振荡器	246
§ 3-7 锯齿波振荡电路	251
一、产生锯齿波用的一种特殊器件——充气管	251
二、冷阴极二极管做成的锯齿波振荡电路	256
三、用真空管做成的锯齿波振荡电路	260
§ 3-8 同步和分频	266
一、同步的需要性	266
二、用脉冲作同步信号	267
三、分频	269
四、用正弦波来使锯齿波同步或分频	271
五、其它非正弦振荡电路的同步分频	271
六、典型实用的脉冲发生器电路	274
§ 3-9 用半导体三极管做成的非正弦振荡电路	278
一、需要性与基本原理	278
二、点触型半导体三极管电路的大信号特性及其 在双稳电路中的应用	280
三、改作单稳电路	281
四、改作自激的多谐振荡与锯齿波振荡电路	285
第四章 调制与解调电路	288
§ 4-1 多路通信的概念	288
一、电信线路的经济利用	288
二、频带搬移	289
§ 4-2 变频器	290

一、組成變頻器的非线性元件	290
二、單氧化銅的變頻作用	292
三、平衡變頻器	297
四、環型變頻器	301
五、橋型變頻器	305
六、氧化銅變頻器的工作衰減	306
七、變頻器設計舉例	310
§ 4-3 雙邊帶載頻傳輸制的調幅與檢波	314
一、問題的提出	314
二、波形	316
三、電子管調幅器	321
四、檢波	323
§ 4-4 調頻與調相	338
一、引論	338
二、調頻器	341
三、鑑頻器	345
四、調相電路	348
五、調頻和調相的關係	352
§ 4-5 脈沖調制與解調	362
一、脈沖調制的一般概念	362
二、脈沖調制及反調制(解調)的原理	366
三、脈沖編碼調制	372

第一章 有正反饋的放大电路

§ 1-1 正反饋在放大电路中的作用

一、要避免的正反饋

在利用負反饋的放大电路里，由于开环反饋量 $K\beta$ 的相移是随频率变化的，所以即使在有用频带内确实起到了負反饋作用，而在有用频带以外却不免逐渐变成正反饋——即开环 $K\beta$ 的相移不是 π 而变为 0。这种正反饋常会給放大电路造成新的麻煩——“不稳定”。随这种正反饋程度的不同，又可分如下两点来推論：

1. 易于接受冲激而波动 首先可由“負反饋能使放大电路的增益降低，但又能使增益稳定”这一点来推論。和它相反的正反饋显然会使电路的增益提高但不稳定。表面上看，既然正反饋只发生在有用频带以外的某一频率下，如果我們不接入这种频率的信号，那么上述作用好象就没有关系了。实际上，即使不是有意識地接入，而在初接电源和电源波动等情况下，常常不可避免地会产生频带很宽的信号（連續頻譜），其中某些频率的瞬态波动受到正反饋作用的“夸大”，結果就会突出这些频率所組成的瞬态波动，如图 1-1 所示。根据分析，这些波动频率接近于形成正反饋的频率 ω_0 。因为正

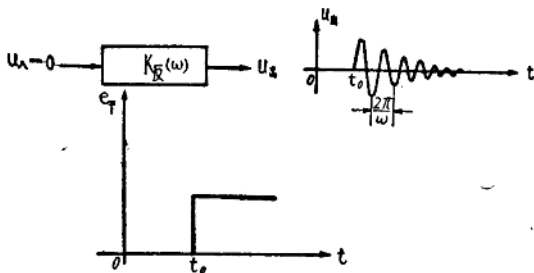


图 1-1 电源等冲激干扰 e_T 所引起的輸出

反饋使增益升高，所以即使是极微小的冲激也会引起很大的波动。当 $K\beta(\omega_0)$ 越接近于 +1 时，这种波动衰减得越慢。这种波动是有用输入信号中所沒有的，因而是有害的，要設法消除。这种瞬态波动将在第二章中討論自激振盪时用数学加以分析。在这里只要对这种不稳定現象有上述的简单物理概念就行了。

2. 寄生振盪 上述不稳定特别是在正反饋量大到 $K\beta \rightarrow +1/0^\circ$ 时更为严重，这时因为 $K\beta = +1/0^\circ$ 反饋回去的信号無論其大小和相位都恰好等于原来輸入的信号，所以会在这个反饋系統里往復循环地自己維持下去，而不只是衰减的瞬态波动。关于这一点也可由 $K\beta \rightarrow +1/0^\circ$ 时整个反饋放大电路的实有增益 K_R 看出，这时它将变为：

$$K_R = \frac{K}{1 - K\beta} \rightarrow \infty,$$

这时虽然外加輸入波动信号趋于零，其輸出幅度仍能为一定值，这是因为輸出幅度 = 輸入 $\times K_R \rightarrow 0 \times \infty \rightarrow$ 一定值。輸出电压的頻率恰好等于使 $K\beta = 0$ 即发生正反饋的頻率。这是不稳定的极端。因为这种頻率的信号，并非放大器輸入中原有的有用信号，而是它自己产生自己維持的，所以叫作自激振盪。又因为它是放大电路中的寄生产物，所以也叫作寄生振盪。是放大电路常易发生的故障之一。

正反饋量 $K\beta = +1$ 既然是质变的临界点，所以 $K\beta > +1$ 說明反饋回来的信号相位与原輸入信号相同，而幅度則大于原輸入信号。可以想見，只要有些微小的信号冲激，就会往復循环地产生按指数增长的瞬态振盪过程。既然这时瞬态已起主导作用，那么原来按照稳态分析得出的公式 $K_R = \frac{K}{1 - K\beta}$ 在这本质不同的領域里，將沒有什麼意义而不能应用了。在以下的分析里將这种 $K\beta \geq +1$ 的領域叫作不稳定。本章的研究对象全部属于 $K\beta < +1$ 及如何保証 $K\beta < +1$ ，即保証电路处于稳定領域內的問題。

当我们为了在有用頻帶以內充分发挥負反饋效果，而加强反饋

量时，在有用频带以外伴随产生的正反馈，常常也随之加大。如果处理不好，就会产生上述不稳定现象，甚至产生寄生振荡。为了保证系统的稳定，需要对于这种不希望有的正反馈加以特别研究，以便设法避免。总之，强负反馈放大电路的中心问题，是如何防止过量正反馈的问题，这就是本章前半部分的主要目的。

二、可利用的正反馈

以上只提到正反馈有害的一方面，实际上，认识到正反馈的规律后，还可以加以利用，变有害为有利。

1. 利用正反馈的放大电路 众所周知，放大电路中使用负反馈的好处是改善原电路的频率响应，使增益平整的频带展宽，缺点是使增益降低。从此推论，如果反过来采用正反馈，那么上述优缺点就倒了过来，即优点是提高增益，而缺点是夸大原电路不平的频率响应，压缩可用频带。事实上，我们常嫌某些电路的频率响应变化不够尖锐，而希望设法更夸大一下，从这种要求出发，就连上述正反馈的缺点，也未尝不可当作优点来利用。于是本章后半部分将讨论正反馈在放大电路中的二类具体利用，即：

① 利用负参量的放大电路 这种电路实际上就是利用正反馈，以小的放大率 K 来得到大的 K_F ，即提高放大电路的增益。

② 有源滤波电路 这就是利用正反馈来夸大滤波电路(选择性电路)的频率响应。

2. 自激振荡电路 在放大电路中认为极其有害的寄生振荡现象，也可用来构成一种电路，使它能在不必外加输入信号的情况下，自己产生交流振荡的输出。这种电路称为自激振荡电路，因为它已不属于放大系统，所以留到以下两章中专门加以分析。

§ 1-2 放大电路中负反馈强度的限制

从负反馈放大电路的讨论中可知，负反馈量 $|K\beta|$ 越强，效果就越显著，但如上所述，这并不是可以无限制地加强的。以下先从两个特例着手来研究，然后推论到一般规律。

一、兩級全同 RC 耦合放大电路中的負反饋量是沒有限制的

图 1-2(a) 表示有电压負反饋的兩級 RC 耦合放大电路。設兩級放大的頻率特性完全相同，而 β 电路是由 $R_1 R_2$ 純电阻組成的、与頻率无关的分压电路，那么开环 $\dot{K}\dot{\beta}$ 的幅度与相位随頻率而变的規律可根据分析 RC 耦合放大級頻应所得的結論表示成图 1-2(b) 和(c)。

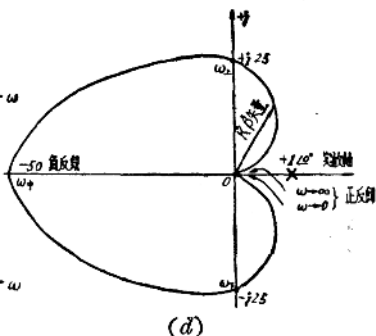
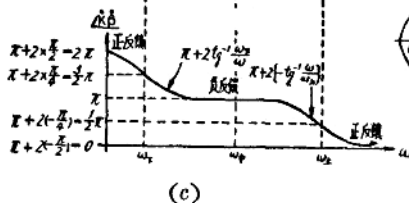
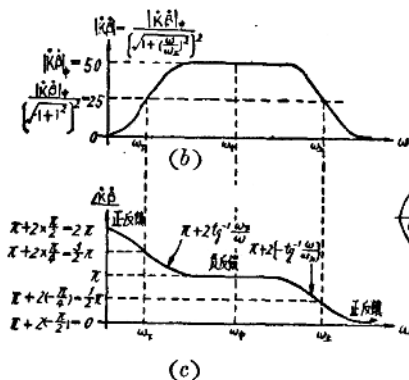
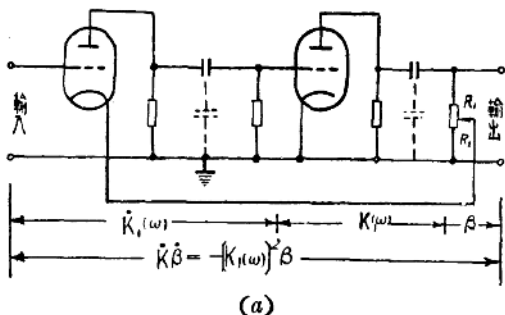


图 1-2 兩級 RC 耦合放大电路的負反饋
(a) 簡化电路; (b) 幅頻特性; (c) 相頻特性; (d) 幅相特性

以有用频带以外的高频段为例，设 $K_1(\omega)$ 的上截频为 $\omega_{\text{上}}$ ，而在甚小于 $\omega_{\text{上}}$ 的中間頻帶 $\omega_{\text{中}}$ 处 $\dot{K}_1(\omega_{\text{中}}) = -20$ ，且 β 不随频率而变，其值为 $\frac{1}{8}$ ，则

$$\begin{aligned}\dot{K}\dot{\beta} &= -[\dot{K}_1(\omega)]^2\beta = -\left[\frac{\dot{K}_1(\omega_{\text{中}})}{1+j\frac{\omega}{\omega_{\text{上}}}}\right]^2\beta \\ &= \left|\frac{[\dot{K}_1(\omega_{\text{中}})]^2\beta}{\left[\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_{\text{上}}}\right)^2}\right]^2}\right| \angle \pi - 2\text{tg}^{-1}\frac{\omega}{\omega_{\text{上}}} \\ &= \frac{50}{1+\left(\frac{\omega}{\omega_{\text{上}}}\right)^2} \angle \pi - 2\text{tg}^{-1}\frac{\omega}{\omega_{\text{上}}}.\end{aligned}\quad (1-1)$$

式 1-1 中 50 为中頻 $\omega_{\text{中}}$ 附近的負反饋量 $|\dot{K}\dot{\beta}|_{\text{中}}$ ，相当于图 1-2(b) 中最大而平的地方。在这中間頻率以上的 $|\dot{K}\dot{\beta}|$ 是按 $|\dot{K}\dot{\beta}| = \left|\frac{(\dot{K}\dot{\beta})_{\text{中}}}{1+\left(\frac{\omega}{\omega_{\text{中}}}\right)^2}\right|$ 而下降的。在图 1-2(c) 中可以看出，只在这有用的

中間頻段內相移 $\angle \dot{K}\dot{\beta} = \pi$ ，表示恰为負反饋。而在进入 高频段后，由于两个放大級各形成一定的附加相移，所以总的相移

$$\angle \dot{K}\dot{\beta} = \left(\pi - 2\text{tg}^{-1}\frac{\omega}{\omega_{\text{上}}}\right),$$

将如图 1-2(c) 随 ω 而变。关于比有用中頻段低的低頻段中的 $\dot{K}\dot{\beta}$ 頻率响应规律与以上类似，不再細述。

根据图 1-2(b) 和图(c) 又可消去参变量 ω ，而将复量 $(\dot{K}\dot{\beta})$ 用极坐标上的軌跡表示，如图(d)，这叫作幅相特性。由图 1-2(c) 和(d) 可以看出，只有在中間頻率 $\omega_{\text{中}}$ 时， $\dot{K}\dot{\beta}$ 才恰好是負反饋。在其它頻率下，并不恰好成負反饋。特别是在 $\omega \rightarrow 0$ 和 $\omega \rightarrow \infty$ 两个极端处，由于兩級各相移 $\frac{\pi}{2}$ ，就使負反饋又相移。