苏联电信技术講座

可变均衡器

苏联A.Г.梅尔庫洛夫著

王岂凡譯

楊自辰校

人民邮电出版社

А. Г. Меркулов
Переменные выравниватели
Связьиздат 1960

内 容 提 要

本书介紹具有控制电阻的各种类型可变均衡器近年来的研究結果；詳細闡述了可变均衡器的通用参数，并有詳細例題說明二端网絡型与四端网絡型可变均衡器的工程設計方法；是制造、維护高頻多路載波电話机自动电平調整部分的良好参考书。

本书适于长途电信設計、維护方面的工程技术人員閱讀，也适用于高等院校长途电信专业的教师与学生作为一般教学参考书。

可 变 均 衡 器

著　者:	苏联 A. Г. 梅尔庫洛夫
譯　者:	王　岂　凡
校　者:	楊　自　辰
出版者:	人民邮电出版社 北京东四6条13号 （北京市書刊出版業营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　书　店

开本 787×1092 1/32　　1963 年 6 月北京第一版
印張 2 8/32 頁数 36　　1963 年 6 月北京第一次印刷
印刷字数 52,000 字　　印数 1—2,500 册

統一书号：15045·总1341—有300

定价：（11） 0.42 元

前　言

在通信干綫的长度已經給定的情况下，展寬所传輸的頻带，将使中間增音站的数目增加到数百个。只有当增音段衰耗随时間变化（由于一系列原因）的幅度頻率特性为綫路放大器高度精确地模拟时，必要的通信质量才是可以保证的。由于必須精确地校正这些特性，人們对綫路放大器及其校正設备的增益頻率特性的稳定性提出了非常严格的要求。

为了消除在通信质量上各种不稳定現象的影响，不論在明綫或者在电纜通信綫路上所复用的高頻通信系統，都采用平稳地自动改变其增益特性的綫路放大器，这种綫路放大器的增益特性是随着綫路衰耗特性和該增音机前面一个增音机的增益特性的变化而变化的。

綫路衰耗可变分量的补偿是借助于自动电平調节設备(APУ)和所謂的可变均衡器(ПВ)来进行的。可变均衡器就是頻率特性按照它的一个或几个参数的变化而具有一定变化規律的部件。

当前在长途高頻通信机械上所采用的是分压器式可变均衡器和特性受可变(控制)电阻来調节的可变均衡器。带有控制电阻的可变均衡器較之分压器式的可变均衡器具有一系列重要的优点。因此，这种可变均衡器在长途通信机械中已被广泛采用。

本书叙述具有控制电阻的可变均衡器的研究結果及其工程設計方法。

本书将对从事于长途系統的研究、調整和維护的工程师及技术人員有所裨益，同时也可以供电信学院高年級学生参考。

苏联邮电部技术司

目　录

第三章　二端式可变均衡器的設計

第四章　可变均衡器設計例題

第一章　可变均衡器的通用参数

1．一般公式的推导

通常在通信通路里，可以有两种方法接入可变均衡器(ПВ)：

1）作为二端网絡(二端式 ПВ)，如图 1；

2）作为四端网絡(四端式 ПВ)，如图 2。

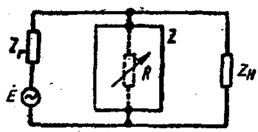

图 1

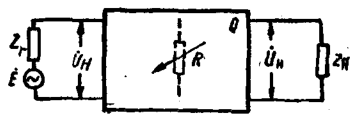

图 2

这种可变均衡器的传輸常数(θ)应按下述規律变化：

$$\theta=\theta_0+\theta_{\sim}(\omega)f(X) \tag{I.1}$$

式中　θ_0——可变均衡器的起始特性；

$\theta_{\sim}(\omega)$——确定均衡器传輸常数可变分量頻率特性的函数；

$f(X)$——实系数，为均衡器中一个参数的函数。

在上述两电路中，二端网絡 Z 和四端网絡 Q 本身均接有可变控制电阻(R)。如果将此电阻由一般电路中取出，而且在图 1 中，将阻抗 $Z_{\text{г}}$ 和 $Z_{\text{н}}$ 归算于二端网絡 Z 里，那末上面列举的电路可以用图 3 和图 4 表示。

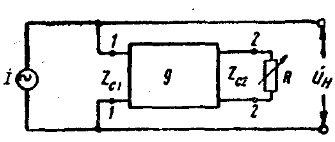

图 3

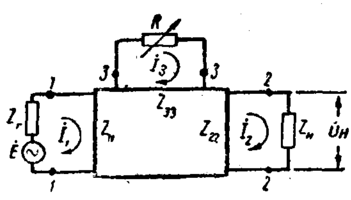

图 4

在图 3 中，均衡器的特性只决定于四端网絡 g 的輸入阻抗，因为均衡器电路不再包括任何别的元件。下面我們将这种四端网絡称为二端式可变均衡器的調节四端网絡。

注意到图 3 的标号，可以把輸入阻抗写成下式：

$$Z_{\theta x}=\dot{Z}_{c1}\frac{R/Z_{c2}+\operatorname{th} g}{1+R/Z_{c2}\operatorname{th} g}\tag{I. 2}$$

在网絡理論里，各个部件的频率特性通常以对数单位表示；采用对数单位后，式(I. 2)可以换算为如下形式：

$$\theta=\ln \kappa Z_{\theta x}=\ln \kappa Z_{c1}+\ln\frac{1+X'e^{-2g}}{1-X'e^{-2g}}\tag{I. 3}$$

式中
$$X'=\frac{x'-1}{x'+1};\qquad x'=\frac{R}{Z_{c2}};\tag{I. 4}$$

κ——常数

式(I. 3)的第一项确定着可变均衡器的起始特性 θ_0，而第二項确定着可变均衡器的可变分量。

均衡器衰耗可变分量随频率的变化，根据条件(I. 1)，应当保持着和控制电阻数值的变化一样的規律。可以证明，利用純电阻（热敏电阻）作为控制电阻时，以上指出的条件，只有在滿足等式

$$Z_{c2}=R_0=常数\tag{I. 5}$$

时才能成立，也即調节四端网絡在控制电阻側的特性阻抗应該是純电阻。这时

$$\left.\begin{aligned}x'&=x=R/R_0\\ X'&=X=\frac{x-1}{x+1}\end{aligned}\right\}\tag{I. 6}$$

因此，式(I. 3)为：

$$\theta=\theta_0+\ln\frac{1+Xe^{-2g}}{1-Xe^{-2g}}\tag{I. 7}$$

方程式(I. 7)是二端式可变均衡器的基本传輸方程。

分析四端式可变均衡器电路（图 4）指出[見参考文献 1 和 6]，該可变均衡器的传輸常数可以写成下式：

$$\theta=\theta_0+\ln\frac{1+xe^{\varphi}}{x+e^{\varphi}}$$

經过若干簡单变换后，上式成为：

$$\theta=\theta_0+\ln\frac{1+X\operatorname{th}\frac{\varphi}{2}}{1-X\operatorname{th}\frac{\varphi}{2}} \qquad (\mathrm{I.}\ 8)$$

式中 x 和 X 与式(I. 6)中的意义相同；e^{φ} 是 3—3 端(图4)的开路阻抗，以控制电阻标称値为单位，其中 φ 在数量上等于可变均衡器可变分量传輸常数的最大値。

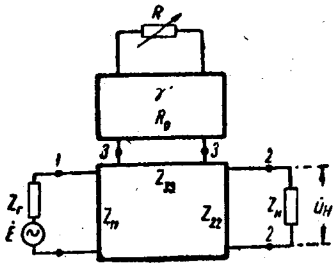

图 5

图 4 电路可以稍变得复杂些，即在控制电阻前面接一个固定特性阻抗的四端网絡，如图 5 所示。若在該电路中，附加的四端网絡的特性阻抗以 $Z_{c1}=Z_{c2}=R_0$ 表示，特性传輸常数以 γ' 表示，則四端网絡的輸入阻抗可由下式决定（見参考文献 3）：

$$Z_{\text{вх}}=Z=R_0\frac{\frac{R}{R_0}+\operatorname{th}\gamma'}{1+\frac{R}{R_0}\operatorname{th}\gamma'},$$

$$Z_{\text{вх}}=Z_0=R_0 \text{ 当 } R=R_0 \text{ 时，}$$

由此得到

$$x''=\frac{Z}{Z_0}=\frac{Z}{R_0}=\frac{\frac{R}{R_0}+\operatorname{th}\gamma'}{1+\frac{R}{R_0}\operatorname{th}\gamma'}$$

将上式代入式(I. 6)中的 x，經过簡化后，得

$$X''=\frac{x''-1}{x''+1}=\frac{x-1}{x+1}e^{-2\gamma'}=Xe^{-2\gamma'},$$

式中 x 与 X 的意义与式(I. 6)中的一样。

考虑到上面的等式，式(I. 8)可写成下面形式：

$$\theta=\theta_0+\ln\frac{1+X''\operatorname{th}\varphi/2}{1-X''\operatorname{th}\varphi/2}=\theta_0+\ln\frac{1+Xe^{-2\gamma'}\operatorname{th}\varphi/2}{1-Xe^{-2\gamma'}\operatorname{th}\varphi/2}$$

因此，在图 4 电路中接入附加四端网絡，在分析上就在于用乘积 $Xe^{2\gamma'}$ 代替式(I. 8)中的系数 X。

由式(I. 8)可知，可变均衡器的传輸常数如果不考虑固定分量(θ_0)，则主要取决于两个函数——x, φ。因此，通称 x、φ 为可变均衡器的参数。这两个参数分别可以是实数，也可以是复数，由此，参数 x、φ 可以有四种不同的組合及其相应的电路：

1) x、φ 均为实数的可变均衡器电路（第 I 类型 ΠB)；

2) φ 为实数，x 为复数的可变均衡器电路(第II 类型ΠB)；

3) x 为实数，φ 为复数的可变均衡器电路（第 III 类型 ΠB)；

4) x、φ 均为复数的可变均衡器电路（第 IV 类型 ΠB)

第 I 类型可变均衡器，无論是起始衰耗特性，或者是可变分量衰耗特性都与频率无关，即 θ_0＝常数，$\theta_\sim$＝常数。

第 II 类型可变均衡器，衰耗起始特性与频率无关，但可变分量衰耗特性随所給频率函数而变化，即

$$\theta_0 = 常数, \quad \theta_{\sim} = \theta_{\sim}(f)$$

第 III 类型可变均衡器与第 II 类相反，衰耗起始特性随所給频率函数而改变，而可变分量则与频率无关，即

$$\theta_0 = \theta_0(f), \quad \theta_{\sim} = 常数$$

最后，第 IV 类型可变均衡器不論是衰耗的固定分量和可变分量均与频率有某种关系，即

$$\theta_0 = \theta_0(f); \quad \theta_{\sim} = \theta_{\sim}(f)$$

各类电路传输常数的公式不再进行推导，而把它写成一般的表示式如下：

$$\theta = \theta_0 + \ln \frac{1 + Xe^{-2\gamma} \operatorname{th} \dfrac{\varphi}{2}}{1 - Xe^{-2\gamma} \operatorname{th} \dfrac{\varphi}{2}} \tag{I. 9}$$

式中系数 X 的意义与式(I. 6)是相同的。

引用符号：

$$\left.\begin{aligned} \gamma &= b + \mathrm{i}a \\ \varphi &= \beta + \mathrm{i}\alpha \end{aligned}\right\} \tag{I. 10}$$

包括在式 (I. 9) 中的函数，依各类电路的不同而具有不同的特性。

按上列各类电路的次序，函数 γ 和 φ 可以写成：

$$\left.\begin{array}{ll} 1)\ \gamma = 0; & \varphi = \beta \\ 2)\ \gamma = b + \mathrm{i}a; & \varphi = \beta \\ 3)\ \gamma = 0; & \varphi = \beta + \mathrm{i}\alpha \\ 4)\ \gamma = b + \mathrm{i}a; & \varphi = \beta + \mathrm{i}\alpha \end{array}\right\} \tag{I. 11}$$

比較一下(I. 9)与(I. 7)两式，就会看到，它們彼此之間有很多共同的地方。

因此，可以知道(参考文献 2)，不管可变均衡器的类型和型式，也就是不管是用二端网絡或四端网絡来构成均衡器，也

不管参数 $\varkappa$、φ 的組合，可变均衡器的传輸常数完全可以用一个式子来表示：

$$\theta=\theta_0+\ln\frac{1+ye^{-2g}}{1-ye^{-2g}} \tag{I. 12}$$

以后，我們将这一表示式称为可变均衡器传輸常数的普遍公式。

着重指出，式(I. 12)中 e^{-2g} 是頻率的函数，其数值与控制电阻值无关，而 y 则是控制电阻的函数，并且也与頻率无关。

系数 y 可以只具有实数值，且其变化范围决定于不等式：

$$-1\leqslant y\leqslant+1 \tag{I. 13}$$

y 的临界值（$y=1$ 或 $y=-1$），和控制电阻的最大可能值($R=0$ 和 $R=\infty$)相对应。

当控制电阻为某一数值 $R=R_0$ 时，$y=0$，下面我們将此电阻称为控制电阻的标称值。此时，由式(I. 12)可以得出結論：当 $R=R_0$ 时，均衡器传輸常数的可变分量等于零，这时，均衡器的特性决定于函数 θ_0 的值，因而函数 θ_0 决定着均衡器的起始特性。在不同的具体情况下，这一函数可以是頻率的函数，也可以与頻率无关。

函数 e^{-2g} 与控制电阻值无关，完全决定于所謂的調节四端网絡的数据。在所有各类可变均衡器里，参数 g 是調节四端网絡的传輸常数，或者可以通过該传輸常数来表示。因此，对函数 e^{-2g} 而言，下面不等式是正确的：

$$0\leqslant|e^{-2g}|\leqslant1 \tag{I. 14}$$

如果在式(I. 12)中，使 $y=\pm y_1$，则可分别写成：

$$\theta_{y=+y_1}=\theta_0+\ln\frac{1+(+y_1)e^{-2g}}{1-(+y_1)e^{-2g}}=\theta_0+\ln\frac{1+y_1e^{-2g}}{1-y_1e^{-2g}}$$

$$\theta_{y=-y_1}=\theta_0+\ln\frac{1+(-y_1)e^{-2g}}{1-(-y_1)e^{-2g}}=\theta_0-\ln\frac{1+y_1e^{-2g}}{1-y_1e^{-2g}}$$

这就是說，可变均衡器特性是参数 y 的奇函数。可以证明，当控制电阻的数值对 R_0 值互为倒量的情况下，所求得的均衡器的特性是上下对称的。

由此看出，沒有必要在控制电阻每一种可能变化的范围（$y>0$ 和 $y<0$）去研究可变均衡器传輸常数可变分量的特性，而只需对任意一种情况（例如在对数符号前为正时）加以研究就够了。

設
$$Z=ye^{-2g} \tag{I. 15}$$
則式(I. 12)可改写为
$$\theta=\theta_0+\ln\frac{1+Z}{1-Z} \tag{I. 16}$$

展开該式第二項为 Z 的冪級数，可得
$$\theta_{\sim}=2\left[Z+\frac{Z^3}{3}+\frac{Z^5}{5}+\cdots+\frac{Z^{2n+1}}{2n+1}\right] \tag{I. 17}$$

如果忽略級数第二項以后各項，則可变均衡器传輸常数决定于下式：
$$\theta=\theta_0+2Z=\theta_0+2ye^{-2g} \tag{I. 18}$$

由此可見，均衡器 θ 特性將按由式（I. 1）所确定的規律变化，且：
$$\left.\begin{aligned}\theta(\omega)&=e^{-2g}\\ f(X)&=2y\end{aligned}\right\} \tag{I. 19}$$
也即普遍公式(I. 12)在对可变均衡器頻率特性提出的某些要求时相适应。

2. 小調节范围的可变均衡器

在可变均衡器中，它的传輸常数的可变分量是主要問題，即

$$\theta_{\sim}=\ln\frac{1+y\mathrm{e}^{-2g}}{1-y\mathrm{e}^{-2g}} \tag{I.20}$$

均衡器的可变分量的衰耗特性和相位特性分别决定于上式的实部和虚部。

我們把上述这两个部分分开来。

設式(I.20)中：

$$\left.\begin{aligned}g&=b+\mathrm{i}a\\\theta_{\sim}&=B+\mathrm{i}A\end{aligned}\right\} \tag{I.21}$$

經簡单变换后，得

$$B=\frac{1}{2}\ln\frac{1+2yF+y^2\mathrm{e}^{-4b}}{1-2yF+y^2\mathrm{e}^{-4b}} \tag{I.22}$$

$$A=\operatorname{arc\,tg}\left(-\frac{2y\psi}{1-y^2\mathrm{e}^{-4b}}\right) \tag{I.23}$$

式中

$$\left.\begin{aligned}F&=\mathrm{e}^{-2b}\cos 2a\\\psi&=e^{-2b}\sin 2a\end{aligned}\right\} \tag{I.24}$$

下面我們将只研究可变均衡器的衰耗特性，这一点在实践中是极为重要的。

当参数 y 的絕对值很小时，式(I.22)可用下面的近似等式来表示：

$$B=\frac{1}{2}\ln\frac{1+2yF+y^2\mathrm{e}^{-4b}}{1-2yF+y^2\mathrm{e}^{-4b}}\approx\frac{1}{2}\ln\frac{1+2yF}{1-2yF}\approx 2yF \tag{I.25}$$

如果均衡器具有这种近似等式，則下面我們将称之为小調节范围的可变均衡器。

由式(I.25)可知，只要参数 y 是实系数，均衡器可变分量衰耗频率特性就完全决定于函数 $F=\mathrm{e}^{-2b}\cos 2a$ 的頻率特性。因此，小調节范围可变均衡器的計算就在于根据預給函数 F

去計算調节四端网絡。

由上面所确定的 e^{-2g}（参看式 I.14），就得到函数 F 的調节范围：

$$-1 \leqslant F \leqslant +1 \tag{I.26}$$

即函数 F 既可以取正值也可以取負值。

由此可見，可变均衡器特性的上下对称不仅可以由选择控制电阻数值的方法来得到，而且也可以由計算相应的調节四端网絡来得到。

如果在式(I.24)中，$a=45°$，則由式(I.22)得出：不管控制电阻（参数 y）为何值，均衡器衰耗的可变分量（B）均等于0。以后我們将这一点称为可变均衡器衰耗特性的旋轉点。

3. 寬調节范围可变均衡器的可能的特性

如果在某一参数 y 时，近似等式(I.25)不能保证必要的精确性，就应該考虑式（I.22）中 ye^{-4b} 这一項。这时，均衡器衰耗的可变分量 B 不仅成为变数 F 的函数；而且也是变数 e^{-4b} 的函数。

我們来研究均衡器衰耗的可变分量与函数 F 的值的关系，因为前面已經证明，正是这个函数在小的 y 值时，决定着均衡器衰耗可变分量的頻率特性。

函数 $F=e^{-2b}\cos 2a$ 所給定的数值可以在参数 b 和 a 間各种不同关系时，其中也包括在极端关系时，求得，即：

1）b 为任意值，a 等于0

$$F=e^{-2b}\cos 2a=e^{-2b}; \tag{I.27}$$

2）a 为任意值，b 等于0

$$F=\cos 2a. \tag{I.28}$$

后一情况相当于以相位回路作为調节四端网絡。

将式(I. 27)、(I. 28)依次代入式(I. 22)，则

$$B_{a=0}=\ln\frac{1+yF}{1-yF} \tag{I. 29}$$

$$B_{b=0}=\frac{1}{2}\ln\frac{1+2yF+y^2}{1-2yF+y^2} \tag{I. 30}$$

对于任何已知 y 值以及 F 值预给时，以上所得到的两表

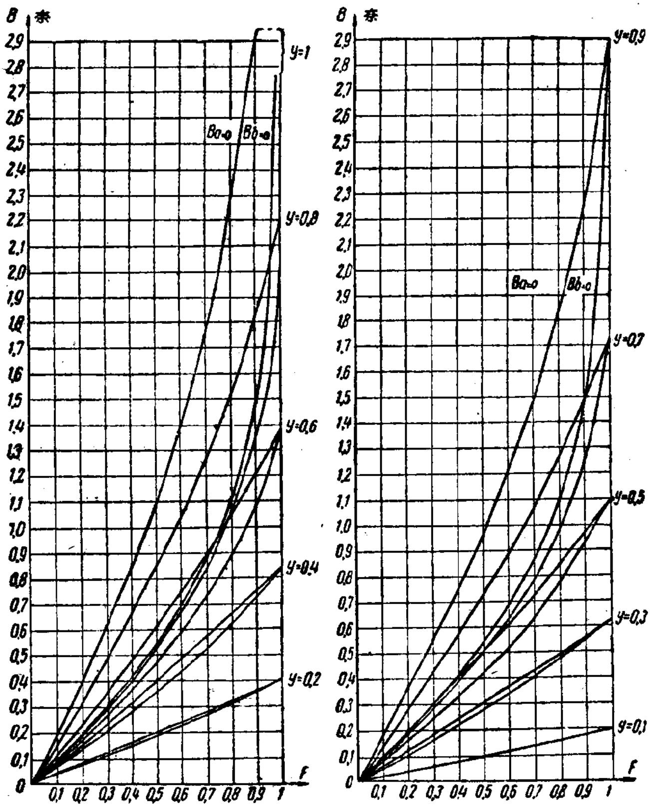

图 6

示式决定着衰耗的可能变化范围。同一个 y 和 F 但参数 b 与 a 間之关系不同时，所得到的均衡器可变分量 B 的所有其他值，將在上面所指出的近似值的范围內，因为式(I. 29)和(I. 30)所采用的是参数 b 与 a 的极限值。

不同 y 値的 $B=f(\omega)$ 圓形关系，繪于图 6 上。由該图可以判断出在預定控制电阻变化范围內均衡器的可能的特性，同时也可以看出，根据已知 F 特性，用式(I. 24) 进行計算时，均衡器所产生誤差的数值。

当 y 的絕对値很小时，$B=f(F)$ 与近似特性实际上是一致的。因此，可以认为，B 的衰耗值与参数 b 及 a 之間的关系无关。

当 y 值增大时，由 b、a 間极限的关系所得的衰耗值 B，明显地出現了差距。这一点能以判断 b、a 之間所必須滿足的关系，否則誤差值可能非常大，特别在寬范围調节时尤其如此。

还必須指出，根据图 6 的数据，在相移回路情况下誤差最大，因为該回路的 $B_{b=0}$ 的下部特性是最弯曲的。

4. 在預給控制电阻值时，可变均衡器无失眞特性的条件

上面已經提到，均衡器衰耗的可变分量当 y 值小时决定于下式：

$$B=2\,y\mathrm{e}^{-2b}\cos 2\,a=2yF \tag{I. 31}$$

为了使在参数 y 值大时沒有誤差，要求至少在一个預給值 $y=y_0$ 时，等式(I. 22)与 F 具有綫性关系。也即要求滿足下面的等式：

$$B_{y=y_0}=\frac{1}{2}\ln\frac{1+2\,y_0F+y_0^2\mathrm{e}^{-4b}}{1-2\,y_0F+y_0^2\mathrm{e}^{-4b}}=\kappa F \tag{I. 32}$$

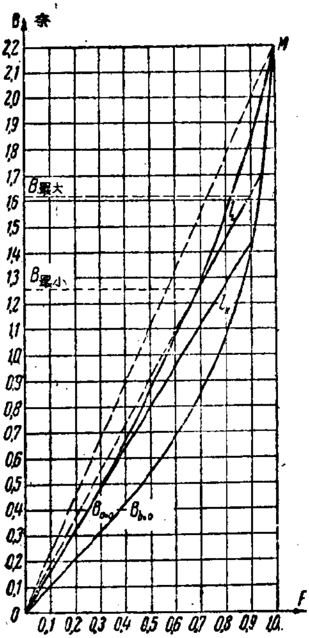

图 7

在开始研究一般情况时，可认为均衡器的特性具有旋轉点。不难看出，在这种情况下，图 6 中在 $B_{a=0}$ 至 $B_{b=0}$ 范围内，通过坐标原点的任何直綫均满足所提出的要求。

在預給值 $y=y_0$ 时，通过原点的直綫 l_κ 显然相当于最大調节范围的情况，这条直綫是 $B_{a=0}$ 曲綫的切綫（图 7）。

将式(I.29)对 F 取导数后，便能确定切綫方程式

$$B'_{a=0}=\frac{2y_0}{1-y_0^2F_\kappa^2} \tag{I.33}$$

式中　F_κ 是对曲綫 $B_{a=0}$ 画切綫时的 F 值。

$$\text{如果 } F_\kappa=0,\ \text{则 } B'_{a=0}=2y_0. \tag{I.34}$$

这时，式(I.32)① 所示的条件，轉变为下式：

$$B=\frac{1}{2}\ln\frac{1+2y_0F+y_0^2e^{-4b}}{1-2y_0F+y_0^2e^{-4b}}=2y_0F \tag{I.35}$$

这一条件相当于可变均衡器具有旋轉点时的情况，当然后者并不总是必需的。

通常，式(I.32)中的系数 κ 确定于下列不等式：

$$2y_0\leqslant\kappa\leqslant\ln\frac{1+y_0}{1-y_0} \tag{I.36}$$

---

① 譯者註：原文誤为(1.33)