

單 边 帶 移 相 調 制

苏联 Б. Б. 施 捷 因 著
H. A. 契尔涅雅克

黃嘉义 赵宗基 齐立心 譯
王健槐 李望禹

人 民 郵 電 出 版 社

Б. Б. ШТЕЙН И Н. А. ЧЕРНЯК
ОДНОПОЛОСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ
С ПОМОЩЬЮ ФАЗОВЫХ СХЕМ
СВЯЗЬИЗДАТ. 1959

内 容 提 要

本书討論以移相法来获得单边带信号的方法,对載頻及另一边带的抑制情况也作了定量的探討。由于用移相法产生单边带除了方案是否合理外,还决定于一些部件是否能达到技术标准,如寬頻带低頻移相器,以及对一些元件的誤差度的要求等,书中对这些問題都作了較深入的討論。

此外,书中还列出一些具体电路、实验資料、数据,以及一些工程計算方法,使讀者能更好地了解这些方案的性能和实现的可能性。

单 边 带 移 相 調 制

著 者: 苏联 Б. Б. 施捷因 Н. А. 契尔涅雅克

譯 者: 黄嘉义 赵宗基 齐立心 王健槐 李望禹

出版者: 人 民 邮 电 出 版 社

北京东四 6 条 13 号

(北京市书刊出版业营业许可证出字第〇四八号)

印刷者: 北 京 市 印 刷 一 厂

发行者: 新 华 书 店 北 京 发 行 所

經售者: 各 地 新 华 书 店

开本 787×1092 1/32

1965 年 8 月北京第一版

印张 5 30/32 页数 95

1965 年 8 月北京第一次印刷

印刷字数 135,000 字

印数 1-3,350 册

統一书号: 15045·总 1493—无 430

定价: (科 7) 0.85 元

目 录

1. 緒論.....	1
2. 利用多相調制法分离单边带.....	5
2.1 一般原理.....	5
2.2 三相調制.....	7
2.3 四相調制.....	8
2.4 两相調制.....	10
3. 无綫通信中单边带的分离.....	11
3.1 RC 低頻寬頻带移相器	11
3.2 移相四端网络元件的精确度.....	26
3.3 移相器的組成和調整.....	37
3.4 寬頻带移相器的頻带展寬.....	43
3.5 高頻移相器.....	54
3.6 三相单边带調制.....	62
3.7 两相单边带調制.....	86
3.8 用四个平衡調制器的两相調制方式.....	89
3.9 用四个調制級的两相調制方式.....	94
3.10 四相調制	103
3.11 将低頻頻譜分段的多相調制方式	107
3.12 残余載頻的形成	119
4. 单边带变频原理在有綫通信和广播技术中的应用.....	121
4.1 单边带变频设备在通信和广播设备中的用途.....	121
4.2 差相設備的基本概念.....	123
4.3 差相設備的工作原理.....	125
4.4 差相設備的頻率特性.....	129
4.5 在差相电路輸出端上变频副产物的頻譜.....	137
4.6 在給定頻带內, 两个电压間有固定相差的具体电路.....	146
4.7 差相电路元件的結構誤差和损耗对电路参数的影响.....	165

4.8 差相设备的实际制作.....	178
4.9 多路设备中差相设备的应用.....	183
参考資料	184

1. 緒 論

在現代的通信技術中單邊帶設備占有非常重要的地位。單邊帶傳輸顯著地提高了無線電通信的抗干擾性。這是由於它比一般的双邊帶傳輸有較大的等效功率增益的緣故。功率增益是由一系列因素決定的。

無線通信中用單邊帶和用雙邊帶傳輸的優劣可以很方便地根據收信端的接收效果來評定。假設檢波器的特性是線性的，當雙邊帶傳輸時，接收機低頻電壓正比於兩個邊帶電壓的和，即 mU_{μ} (m ——調制指數； $U_{\mu} = \frac{U_{a\text{ макс}}}{1 + m_{\text{ макс}}}$ ——發射機的載頻電壓)。當單邊帶傳輸時，低頻電壓正比於 $U_{a\text{ макс}}$ ，因為發射機輸出級負載上的電壓是決定於峰值狀態的。應當指出，在我們所討論的問題中， $m_{\text{ макс}}$ 是指最大響度時的情況。於是獲得了 $\frac{1 + m_{\text{ макс}}}{m_{\text{ макс}}}$ 倍的增益。對於 100% 的調制，就有兩倍的電壓增益，而功率增益則為四倍。這種比較是在發射管的額定功率相同的條件下進行的。

其次，當改為單邊帶工作後會縮窄一半頻譜。因此噪聲電平對有用信號的比值將降為原來的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 。這相當於有兩倍等效功率增益。我們看到，在功率方面較好地利用了電子管和縮窄一半頻帶使獲得相當於有八倍的等效功率增益。

當發射機的全部峰值功率都用在產生單邊帶振蕩時，以上的概念是正確的。但在現代無線電通信的單邊帶設備里，是輻射一部分殘余載頻的，用它來同步接收端的本地振蕩頻率。殘余載頻電壓通常是最大電壓值的 10%。這時，前面提到的等

效功率增益将是 6.5 倍了。当然，等效功率增益不尽限于此。事实是，当单边带工作时，没有载频选择性衰落和由于两个边带相位移而产生的短波传播所特有的失真。经验证明，没有选择性衰落就等效于两倍的功率增益。因此，当保证与双边带传输有同样的接收质量指标时，改为单边带工作就相当于有 6.5—13 倍或 8.15—11.15 分贝的功率增益。这就使我们能解决有关多路传输的问题。如果发射机功率保持与双边带工作时相同的话，单边带接收的抗干扰性将增大很多倍。

特别应当着重指出的是，单边带通信可压缩一半频谱，在太空拥挤的情况下，这一事实具有重大的意义。

在单边带传输中除去上面所提到的和熟知的优点外，它在能量效率方面也是相当高的。在单边带发射机中所消耗的功率与调制指数成正比（这是对进行调制那一级说的）。考虑了残余载频，可以认为，输入功率等于 $0.1 P_{0\text{max}} + 0.9 m P_{0\text{max}}$ 。无线电话发射机的平均调制指数是 0.5（有调制限幅器的情况下）。假设说话的时间占 50%，我们得到 $P_{0cp} = \frac{1}{3} P_{0\text{max}}$ 。

在广播发射机中可以认为

$$P_{0cp} = 0.1 P_{0\text{max}} + 0.9 P_{0\text{max}} e^{-0.06B + 0.0004B^2},$$

式中， B ——传输的动态范围，以分贝表示（上式对 $\theta = 90^\circ$ 的边带放大器是正确的）。如果 $B = 40—60$ 分贝，消耗功率的平均值 $P_{0cp} = (0.28—0.22) P_{0\text{max}}$ 。

我们看出，单边带发射机消耗的功率比屏极调制或栅极调制情况小得多。

上面列举的单边带无线电通信的主要优点，奠定了近年来对这种电话通信的巨大兴趣。对于短波段而言，可以肯定说稳定的电话通信仅仅用单边带才是有实际可能的。

不过单边带无线电通信的巨大可能性不仅是限于话路，这个

系統也可在無線電報通信中找到廣泛的應用。正是這樣，近來提出了關於建立國際多路單邊帶無線電報通信的問題。這些系統是十分靈活的。它的一個電路可以由其它電路代替，或是用幾個報路來，傳輸電話。

前面所提到的關於單邊帶通信的一般設想，系着重指出這種系統的前景。但是，隨著對不工作邊帶的抑制及非線性失真等等要求的提高，眾所周知的、產生單邊帶信號的困難也將加大。利用重複平衡調制和晶体濾波器分離單邊帶的方法已是非常熟悉的，雖然這種系統是繁復的，但它在工程上已獲得解決，並達到了相當完善的地步。

在載波通信和載波有線廣播技術中，單邊帶傳輸的原理早已有了十分廣泛的應用。這是由於使得它能付諸實用的下列各優點：提高通信線路复用率，在線路上可以不傳輸載頻電流，可以建立群系統和提高它們的干擾防護度，減小線路特性對通路指標的影響等等。

在長途通信載波機中分離單邊帶是利用一般電抗元件或壓電元件組成的濾波器。在前一種情況下，利用預調制電路可以獲得更有效的抑制無用邊帶。

通信和廣播技術進一步的發展，使對單邊帶傳輸設備的要求更為複雜，以致使得為了這個目的，在某些新設計的機器中，使用一般的頻率濾波法成為不適合。由於製造利用電纜及微波接力線路傳輸的高質量廣播機（包括長途傳輸電視伴音），出現了需要分出帶寬達 10—15 千赫頻帶的必要性。此外，為了這個目的，所採用的設備應該在工作頻帶外具有陡升的衰耗特性。因為它的下限頻率（30—50 赫）很低，所以廣播機的特征是：其有用及無用邊帶相互很接近。設計製造具有所要求特性的濾波器，在目前還是很困難的，這就使這些問題不易

解决。

高频技术在苏联所建立的短途通信系统中的运用，提出了有关设计制造经济的多路电话设备的问题。但是在这种设备中使用一般的分离单边带的方法不可能同时解决两个互相矛盾的任务——运用单级变频（可以增多每群中的路数）的方法来简化群系统，以及各终端机的标准化，这首先在于减少终端机内滤波器的类型。

在许多情况下使用现有的单边带传输方法会引起机器的不必要复杂化：增多变频级数，必须在某些类型的机器中使用复杂的晶体滤波器，而这些措施却又不符合对它所提出的总体要求，等等。

因此，进一步发展技术，就需要除了改善已用于实际中的形成单边带信号的方法外，还应采用当制造通信设备和广播设备时能保证更灵活解决问题的其它原则。为此，多相变频电路的运用创立了许多新的可能性，特别是可以解决在高质量广播通路中分离单边带的问题，使短距离多路电话系统的设备标准化和简化的问题。

近年来，多相变频设备开始在新的载波有线广播设备和载波电话设备中有了广泛的应用。

由两个并联电路组成的两相变频电路获得最广泛的应用，这两个并联的电路使在公共负载上迭加的输出电压保证有必要的相位差。由于这种结构，这些电路称为差相电路。

在本书中研究了与特性的分析，有关的问题以及在线及有线通信和广播技术中应用、制造多相变频设备的方法。

2. 利用多相調制法分离单边带

2.1 一般原理

在多相調制系統中，形成单边带振蕩的方法与重复平衡調制法不同。它是依靠适当选择每一相的两个边带的位置来实现的。在这种情况下我們應該有 n 相高频电压和 n 相低频电压，并且 n 相高频电压分別被 n 相低频电压調制，在每一相中形成載頻和两个边带。分离单边带的問題在于当各相所有分量迭加时（例如在公共回路上），應該抑制掉載頻和 其中一个边带。換句話說，单边带信号的分离是迭加的結果。

我們先研究这个問題的一般形式。假設 n 相高频电压（或电流）被 n 相音频电压（或电流）所調制，多相調制的結果就得到下列一系列电压：

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= U_n (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t \\ u_2 &= U_n \left[1 + m \sin \left(\Omega t + \frac{2\pi}{n} \right) \right] \sin \left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{n} \right) \\ u_3 &= U_n \left[1 + m \sin \left(\Omega t + 2\frac{2\pi}{n} \right) \right] \sin \left(\omega_0 t + 2\frac{2\pi}{n} \right) \\ &\dots\dots\dots \\ u_k &= U_n \left\{ 1 + m \sin \left[\Omega t + (k-1)\frac{2\pi}{n} \right] \right\} \sin \left[\omega_0 t + \right. \\ &\quad \left. + (k-1)\frac{2\pi}{n} \right] \\ &\dots\dots\dots \\ u_n &= U_n \left\{ 1 + m \sin \left[\Omega t + (n-1)\frac{2\pi}{n} \right] \right\} \sin \left[\omega_0 t + \right. \\ &\quad \left. + (n-1)\frac{2\pi}{n} \right] \end{aligned} \right\} (2.1.1)$$

式中 $u_1, u_2, u_3 \dots, u_k, \dots, u_n$ 是 n 相高频系统对应地被 n 相音频电压系统调制后各相电压的瞬时值; $\Omega = 2\pi F$ 是音频电压的角频率; $\omega_0 = 2\pi f_0$ 是高频电压的角频率; U_n 是载频电压。

假设公式 (2.1.1) 所列的是频率相同而相位不同的一系列电压, 如果在公共回路中相加, 则得到

$$\begin{aligned}
 u_{\Sigma} &= u_1 + u_2 + u_3 + \dots + u_k + \dots + u_n \\
 &= \sum_{k=1}^n U_n \left\{ 1 + m \sin \left[\Omega t + (k-1) \frac{2\pi}{n} \right] \right\} \sin \left[\omega_0 t + (k-1) \frac{2\pi}{n} \right] \\
 &= \sum_{k=1}^n U_n \sin \left[\omega_0 t + (k-1) \frac{2\pi}{n} \right] + \sum_{k=1}^n U_n m \sin \left[\Omega t + \right. \\
 &\quad \left. + (k-1) \frac{2\pi}{n} \right] \sin \left[\omega_0 t + (k-1) \frac{2\pi}{n} \right]. \quad (2.1.2)
 \end{aligned}$$

可以看到, 式中第一项 $\sum_{k=1}^n U_n \sin \left[\omega_0 t + (k-1) \frac{2\pi}{n} \right]$ 是 n 相未调高频电压瞬时值的总和。因为在选择各高频电压时, 总是使这些电压组成封闭的多边形 ($n > 2$), 所以, 它们的几何和也永远等于零。这意味着瞬时值的总和也等于零。即

$$\sum_{k=1}^n U_n \sin \left[\omega_0 t + (k-1) \frac{2\pi}{n} \right] = 0.$$

公式 (2.1.2) 右边第二项可变为:

$$\begin{aligned}
 &\sum_{k=1}^n U_n m \sin \left[\Omega t + (k-1) \frac{2\pi}{n} \right] \sin \left[\omega_0 t + (k-1) \frac{2\pi}{n} \right] \\
 &= \sum_{k=1}^n U_n m \frac{1}{2} \cos (\omega_0 - \Omega) t - \sum_{k=1}^n U_n m \frac{1}{2} \cos \left[(\omega_0 + \Omega) t + \right. \\
 &\quad \left. + 2(k-1) \frac{2\pi}{n} \right] = \frac{n}{2} U_n m \cos (\omega_0 - \Omega) t.
 \end{aligned}$$

这是由于 $n > 2$ 时, 根据上述原因,

$$\sum_{k=1}^n U_n m \frac{1}{2} \cos \left[(\omega_0 + \Omega)t + 2(k-1) \frac{2\pi}{n} \right] = 0 \text{ 的緣故。}$$

我們看出, 由于 n 相已調电压相加就得到单边带

$$u_{\Sigma} = \frac{n}{2} m U_n \cos (\omega_0 - \Omega)t. \quad (2.1.3)$$

将公式 (2.1.3) 和一般調幅振蕩的单边带公式 $u_{\sigma} = \frac{1}{2} U_n m \cos (\omega_0 - \Omega)t$ 相比較看出, 由于多相調制所分离出的单边带等于所有各相相应的边带振蕩的总和。

上面討論的是分离出下边带的情形, 而上边带和載頻都被抑制了。这种結果是由于在調制和被調制的两个电压系中, 采用同样的相位順序而得到的 (即高频系的第一相被低频系第一相調制, 第二相被对应的第二相調制等等)。容易証明, 其中一个系的相位次序变成相反时, 那么将分出上边带。

上面所討論的形成单边带振蕩的一般原理, 可供研究某些特殊的情况。

2.2 三相調制

这时 $n=3$, 而且各电压間的相移等于 120° 和 240° (图 2.2.1), 各电压是对称的。明显地, 未調制时載頻电压 (它們之間互差 120°) 的三角形是閉合的, 这就相当于抑制了載頻。当調制时, 根据前节所闡述的道理, 其中一个边带被抑制。利用电压矢量图 (2.2.2) 不难說明从三相調制获得单边带的情形。在这个图

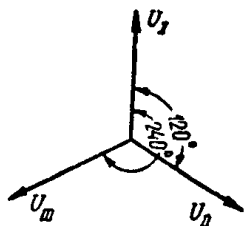


图 2.2.1

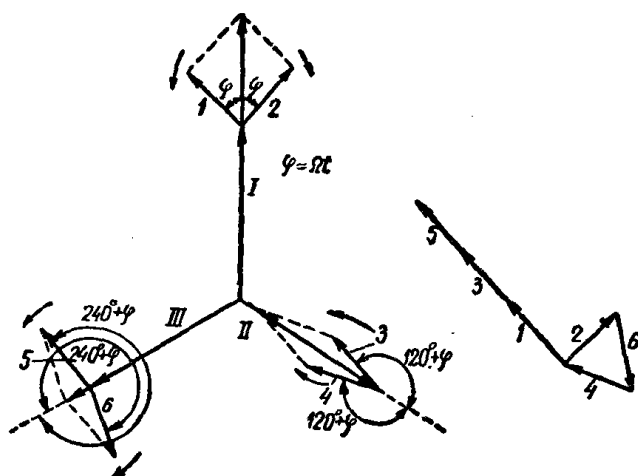


图 2.2.2

上引用了相同的相位顺序方案。这时分出的是下边带。

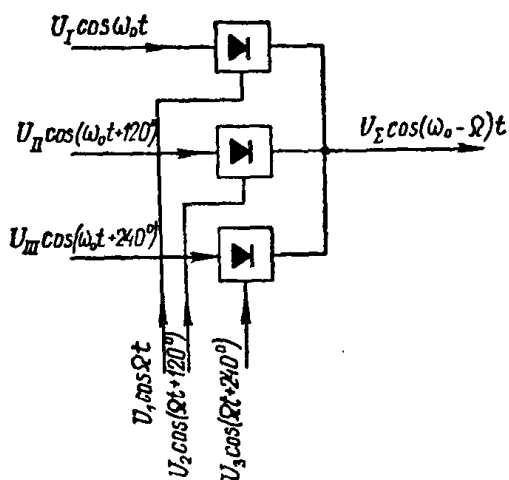


图 2.2.3

上边带振荡（向量 2、4 及 6）形成闭合三角形，这相当于抑制了上边带。

三相调制的方块图示于图 2.2.3。从这个电路看出，这种调制系统需要有三个工作在公共电路上的被调制级。并将三个相位相差 120° 的独立的高频和低频电压，分别加到这三个调制级上。

2.3 四相调制

对于四相调制($n=4$)，各电压间相位移应等于 90° 、 180° 、

270°(图2.3.1)。也象三相調制一样，所研究的系統是对称的，并且在无調制时載頻被抑制，調制时就分出其中一个边带。这可由矢量图(2.3.2)說明。从这个图看出，下边带振荡迭加形成了单边带振荡，上边带各分量成对地彼此方向相反，因而互相抵消(矢量2、4、6和8)。

在图2.3.3上示出了四相調制的方块图。这个电路要求有四个調制装置，它們

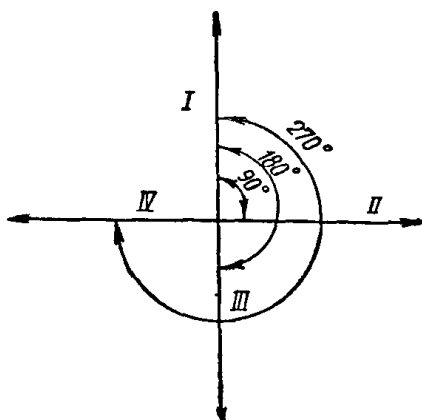


图 2.3.1

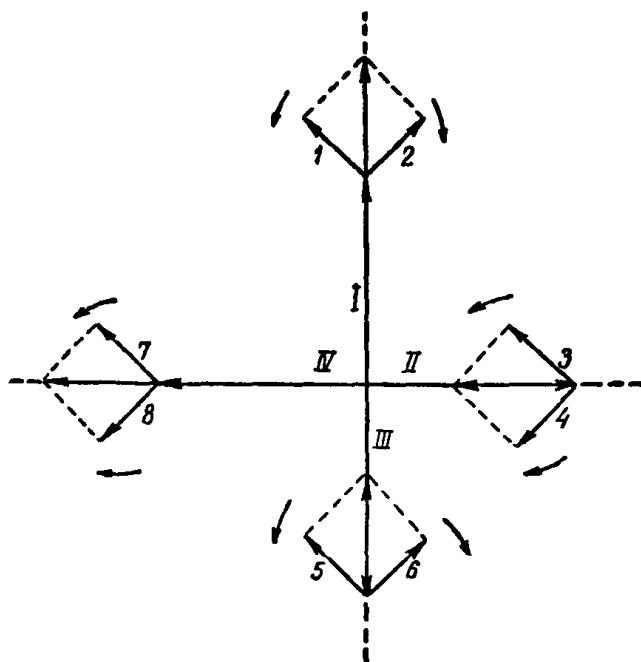


图 2.3.2

的输出电压在公共电路上相迭加。可看出，无论三相或四相调制系统都不需要平衡调制器，而是用一般的调制器。

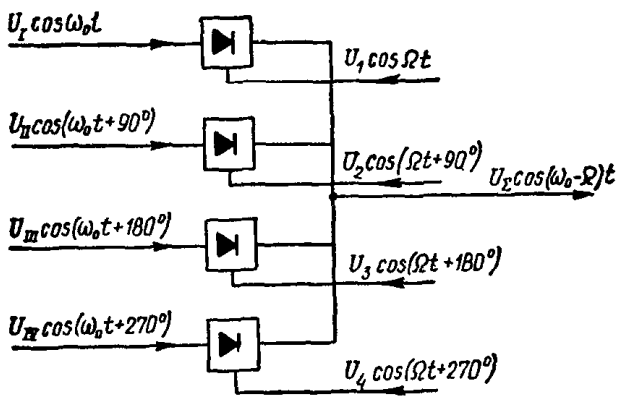


图 2.3.3

2.4 两相调制

前面已经提到过，当 $n > 2$ 时，多相调制在原则上是可能的。换句话说，在各电压矢量和为多边形时，用多相调制获得

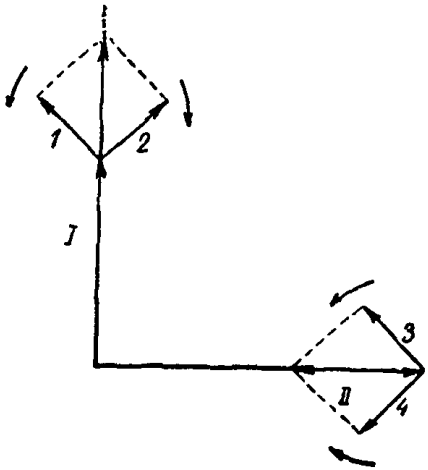


图 2.4.1

单边带，是可以实现的。若选择 $n = 2$ (即相位差为 180° 的两相电压)，载频电压将被抑制，然而在这种情况下两个边带都被保留。这可以用简单矢量图容易地说明的。但是也常用两相调制系统来形成单边带振荡。应该指出，这时“两相”这个名词已

不应按公式(2.1.1)来理解了。在这个系统中，应是相位差为 90° 的两相电压。在图 2.4.1 的矢量图中很明显地可看出，同样在类似的调制情况下，上边带被抑制而分出下边带。至于载频，用平衡调制器可以将它抑制。这是最简单的两相调制电路的缺点。

以后，当研究到具体的多相调制方案时，将分析一系列的两相电路(相移为 90°)，在实际中对这些电路是有意义的。

3. 无线通信中^①单边带的分离

3.1 RC低频宽带移相器

在前一章中曾经指出了在原理上用移相设备来获得单边带的可能性。为了获得单边带信号，必须在低频和高频频段内建立两个对应的多相电压系。低频频段的多相电压应该是宽频带的。换句话说，在多相电压系中，低频电压的变换(有固定的相移)应该是对任何低频信号频率都是有效的。

宽频带移相系统可以把一个低频电压转变为有固定相位移的两相电压。在必需三相电压(为了三相调制)的情况下(以后我们将看到)，可以在两相的基础上用适当的变换器来产生，四相电压可以直接从两相电压得到。

因此，对我们感兴趣的是在相当宽的频段上使低频电压相位转变的可能性。相位转变的精确度应该很高，因为它决定了对不需要边带抑制的程度。对宽频带移相设备的第二个要求是输出电压与频率无关。所提出的这些问题可以非常成功地用两

① 在这一章中研究一些利用低频 RC 移相器在高频时形成单边带信号的问题。在这里当然也可以利用移相设备，这一点将在第四章中叙述。

个有源四端网络解决，每个四端网络的相移是随着频率按对数规律变化的。

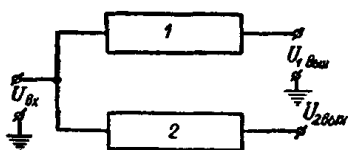


图 3.1.1

假设，在两个四端网络的输入端上（图 3.1.1）同相地加上一个电压 U_{BX} ，再假设，输出电压 $\dot{U}_{1BX}$ 及 $\dot{U}_{2BX}$ 的相位 φ_1 和 φ_2 是频率的对数函数：

$$\dot{U}_{1BX} = |U_{1BX}| e^{j\varphi_1}; \quad \dot{U}_{2BX} = |U_{2BX}| e^{j\varphi_2},$$

其中 φ_1 及 φ_2 是对应于四端网络 1 和 2 的相位移：

$$\varphi_1 = C_1 + \ln K_1 F;$$

$$\varphi_2 = C_2 + \ln K_2 F.$$

这里 C_1 、 K_1 、 C_2 及 K_2 是四端网络的常数。

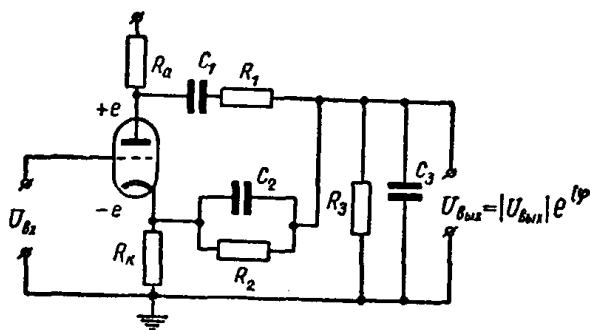


图 3.1.2

对于上面指出的各相位移关系，在输出端上可得到相差为 $\varphi_1 - \varphi_2 = C_1 - C_2 + \ln \frac{K_1}{K_2}$ = 常数的两个电压。

我们看出，由于频率对输出电压的相位是对数关系，因而得到与频率无关的、但有固定相位移的两个电压。自然，对于技术任务来说，感兴趣的是怎样解决所提出的任务，即能保证相位变化规律是非常接近于对数关系的具体电路。

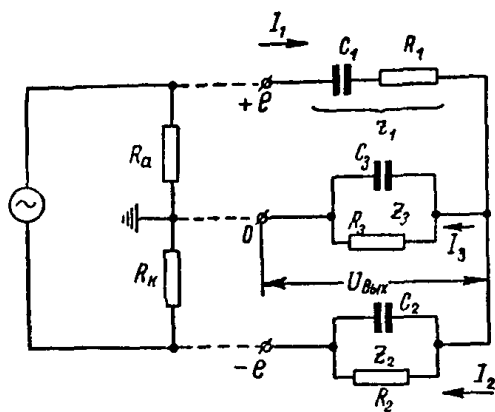


图 3.1.3

在图 3.1.2 上画出了 RC 四端网络的电路。在一定的条件下，图 3.1.2 满足所提出的要求（具有允许的精确度）。为了电路的正常工作，板极和阴极的电位应该是绝对值相等而相位相反的。四端网络的等效电路示于图 3.1.3 上。我们可列出基

本方程：

$$e = \dot{I}_1 \dot{Z}_1 + \dot{I}_3 \dot{Z}_3, \quad e = \dot{I}_2 \dot{Z}_2 - \dot{I}_3 \dot{Z}_3,$$

$$\dot{U}_{out} = \dot{I}_3 \dot{Z}_3, \quad \dot{I}_1 - \dot{I}_2 - \dot{I}_3 = 0$$

因而 $\dot{I}_3 = \dot{I}_1 - \dot{I}_2$ 。

经过一些变换以后，得

$$\dot{U}_{out} = -e \frac{\frac{\dot{Z}_3}{\dot{Z}_2} - \frac{\dot{Z}_3}{\dot{Z}_1}}{1 + \frac{\dot{Z}_3}{\dot{Z}_1} + \frac{\dot{Z}_3}{\dot{Z}_2}} = -e \frac{\dot{Z}_1 \dot{Z}_3 - \dot{Z}_2 \dot{Z}_3}{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2 + \dot{Z}_2 \dot{Z}_3 + \dot{Z}_1 \dot{Z}_3}.$$

由图 3.1.2 得出， $-e$ 的电位与控制栅极电位同相。因而，我们足以确定输出电压与 $-e$ 之间的相位移。在上面所得出的关系式中，这一关系是以一般形式来表示的。对我们有意义的，频率与相位的对数关系可以从下列关系式中得到：

$$a = \frac{C_2}{C_1}; \quad R_2 = \frac{R_1}{a}; \quad R_3 = \frac{1-4a}{4a} R_2; \quad C_3 = \frac{4a}{1-4a} C_2.$$

上式中 a 是主要的计算参量，它的选择方法将在以后讨论。