

静止式^期变频^器器

〔苏联〕Л. Л. 罗然斯基 著

吳培根 譯 王自琦 校

上海科学技术出版社

靜止式电磁变频器的作用原理和綫路

1. 倍 頻 原 理

若把正弦电压加在由恒值的电阻、电感和电容所組成的电路上，則电路各部分的电压和电流将亦是正弦的。若此电路中含有非綫性元件，它們的参数值（电阻、电感或电容）不是常数，而是随着电压或电流变化，則在这些元件两端的电压或通过这些元件的电流都将是非正弦的，其中含有与基頻成倍数的高次諧波。采用适当的綫路把这些高次諧波分离出来，这样就达到了倍頻的目的。

例如：可以用半导体整流器或几利特压敏电阻作为非綫性电阻；用介电系数与电压有关的介质电容器作为非綫性电容。

用非綫性电阻所构成的倍頻器，效率不高，且輸出功率很小。用非綫性电容所构成的倍頻器，工作效果很好，带电感性負載工作时显得更为有利，可是，由于目前尚不能制造容量很大的非綫性电容器，故这种倍頻器的功率不能很大。

在文献 [1, 2] 中，有一些关于应用非綫性电阻构成倍頻器的資料。这种倍頻器曾在 T40-53 遙測系統的发送器中使用过^[2]。在文献 [1, 3] 中，論述了用非綫性电容器构成的倍

頻器。

用非綫性电感所构成的倍頻器輸出功率很大，应用得最广泛，本书中将加以討論。

鉄心綫圈的动态自感系数与磁感应 B 对磁場强度 H 的导数成正比。鉄心的特性曲綫 $B=f(H)$ 是非綫性的，因此，导数 $\frac{dB}{dH}$ 和綫圈的感抗都是时间的函数，它們的数值在一个周期中不断的变化。所以，如果把正弦电压加在鉄心綫圈上，則通过綫圈的电流是非正弦的，其中除了基波电流外，还包含高次諧波。显然，如果通过綫圈的电流是正弦的，那末鉄心中的磁通以及繞組上的电压都将是非正弦的。

因为磁通随时间变化的曲綫与横軸(时间軸)是对称的，所以磁通(以及电压)曲綫含有奇次諧波，这就是說，鉄心綫圈可以用作为奇数倍的倍頻器。

如果在鉄心上繞一附加綫圈，使其中通过直流电流，那末磁通曲綫与横軸将不再对称，在磁通(以及电压)曲綫中不仅含有奇次諧波，而且还含有偶次諧波，也就是說，有附加直流激磁的鉄心綫圈可以用作为任意整数倍的倍頻器。

将倍頻器和分頻器串接，即能实现分数变频^[22,50]，例如，把三倍頻器和 $\frac{1}{2}$ 分頻器串接后，就能得到 1.5 倍的頻率。

2. 倍 頻 方 法

利用磁化曲綫非綫性的基本倍頻方法有两种：

(1) 用与所需頻率相諧振的諧振回路，从畸变的(非正弦的)电压曲綫中分离出所需諧波；

(2) 适当連接含有非正弦磁通的变压器的二次繞組，直

接取得倍頻电压。

过去有一段时期，在无线电技术中曾广泛采用第一种方法，其线路如图 1 所示。线路中的二次回路需与被分离的谐波相谐振。倍频器本身一般亦接在谐振回路中(参阅第 2 章)。为了减小一次电流中的高次谐波，在扼流圈 L_p 回路中串接一个无铁心的电感线圈。这种倍频器的一次电流是正弦的，而扼流圈上的电压为非正弦的尖峰波，含有高奇次谐波。

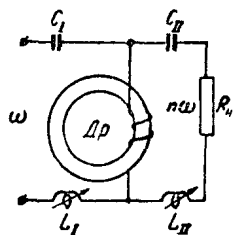


图 1 用谐振回路分离出奇次谐波的倍频器

当需取得比基波高很多倍的奇次谐波(15~25 次)时，采用这种线路是适宜的。若扼流圈铁心中有附加直流激磁，并且适当调谐二次回路，即能得到偶次谐波。

铁心的饱和程度应根据频率需增加的倍数来决定，倍数越高，饱和程度应越大。当铁心非常饱和时，绕组电势将是延续期很短的尖脉冲。在这种情形下，二次调谐回路将不是连续地，而是以周期性的脉冲方式从电源吸取能量，因此，二次回路的振荡是衰减的，这种取得谐波的方法称为冲击激磁法^[4]。

图 1 中的扼流圈亦可用变压器来代替。

在无线电技术中，曾用第二种倍频方法取得低倍数的谐波(2~5 次)。用这种方法可以获得很大功率的不衰减高频振荡，故这种倍频方法能用于强电技术中。

二倍频时，在实际所采用的线路中，变压器的铁心需有直流(或整流电流的直流分量)激磁；而三~五倍频时，只要利用交流磁通使铁心饱和，而无需附加直流激磁。但也能看到有

直流激磁的奇数倍的倍频线路。

二倍频器一般采用图 2 所示的查理-爱帕斯坦线路构成。

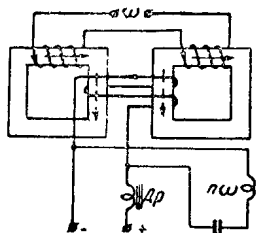


图 2 查理-爱帕斯坦二倍频器

两只变压器的一次绕组相对公共的二次绕组而言是反向串接的。在每一瞬间，有一个铁心处于高度饱和状态，而另一个铁心在很小的磁感应状态下工作。

合成磁通在二次绕组中感生非正弦的电势，此电势中含有二次以及更高次的偶次谐波。两铁心中的奇次谐波磁通相差 180° ，彼此对消，故输出电势中无奇次谐波。若使二次回路调谐在二次谐波频率上，则可以改善二倍频曲线的波形。适当调谐二次回路可以分离出更高次的偶次谐波（四次、六次等等）。直流激磁回路中的扼流圈能消除此回路对偶次谐波的分路作用。

用两只二倍频器，由相位相差 90° 的两电源供电，则能得到不衰减的四次谐波振荡。因为在这种情形下，两铁心中的二次谐波磁通的相位相差 180° ，而四次的相位将相差 360° ，所以输出电势中基本上只含有基频的四次谐波。如用三对二倍频器，且由三相电源供电，则能得到不衰减的六次谐波振荡。上述这两种线路都是德雷伊富斯所创议的。

然而，因为畸变电压曲线中谐波的百分数随着谐波次数的增加而很快减小，故四倍或六倍频时，最好还是采用两级倍频线路，也就是说，将四倍频改为二次二倍频，六倍频改为三倍频和二倍频^[5]。

在图 2 所示的二倍频器中，倍频绕组同时就是直流激磁绕组，通常亦可把这两个绕组分开，这时倍频回路中就不需要

附加电容器(假设不需调谐二次回路)。

一般不希望另加专用的直流电源来得到直流激磁, 可以利用基频电源通过整流器供电, 如图3所示^[6]。图3中以(а)、(в)两线路所示的直流激磁方式最为适宜。

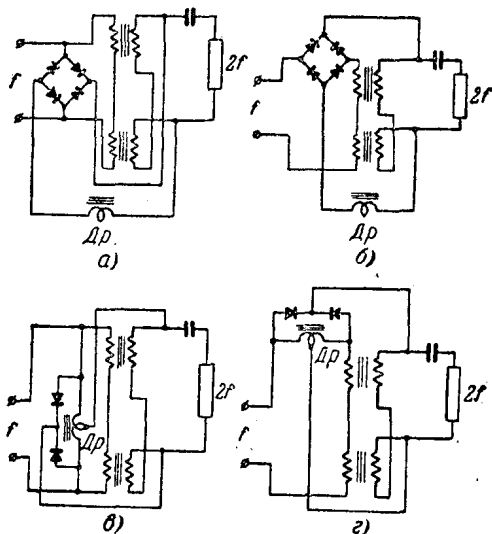


图3 从一次电源取得的整流电流作为直流激磁的二倍频器

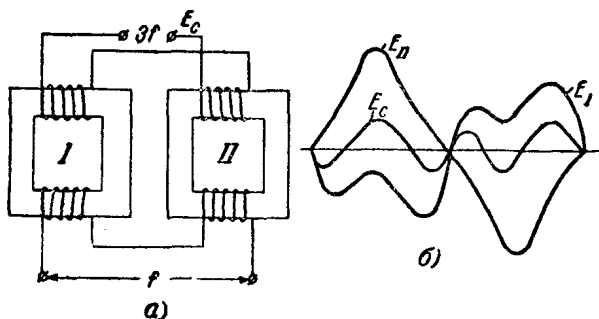


图4 利用一只饱和和一只不饱和的两只变压器的三倍频器

用两只变压器，将它们的一次绕组串联后接至正弦电势上，并把二次绕组反向串接（图 4a），就能得到三倍频。其中一只变压器在饱和状态下工作，另一只的磁路中有一段气隙，故在不饱和状态下工作。使两变压器铁心达到适当的饱和程度，两铁心中就含有数值彼此近乎相等而相位相差 180° 的三次谐波。由于二次绕组是反接的，所以输出电势是这两三次谐波的相加值，并且基本上不包含基波分量。实际上，要完全消除输出电势中的其他谐波分量是做不到的（图 4b）。当倍频器输出接谐振回路时，可得到同样的电势波形，而电流波形则是接近正弦的。

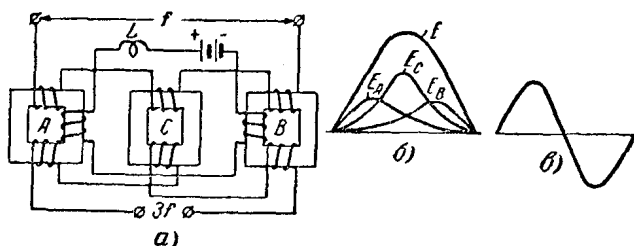


图 5 在三只变压器中有两只具有直流激磁的三倍频器

图 5a^[7] 是直流激磁的三倍频器线路。变压器 C 的二次绕组与其余两只变压器的二次绕组反向串接；变压器 B 和 A 的直流激磁绕组彼此亦反向串接。各变压器的电势波形如图 5b 所示，输出电势的波形如图 5c 所示。实际上现在已不采用这种线路。

当只有单相正弦基频电压源（或电流源）时，则可采用上述的各种倍频线路。在有三相基频电源的场合，应采用另一类倍频线路，它们除了利用铁心的饱和现象外，还利用多相系统的性能。这类倍频器能输出很大的倍频功率，且其外特性

很硬。由三相(多相)电源供电的倍频器在文献中常称作三相(多相)倍频器。更正确地說,三相倍频器不是指有三相輸入的,而是指有三相输出的倍频器,所以以后把接在三相电源上的倍频器称为三相供电的倍频器,而所謂单相和三相倍频器,必須根据其輸出倍频电压的相数来决定。

3. 三相供电的单相倍频器

图6是三相供电的二倍频器的一个例子^[8]。在此綫路中,負載两端为二次諧波电压,扼流圈 L 两端为四次諧波电压,后者亦可加以利用。当然四次諧波的功率比二次諧波功率来得小——大約要小一半。

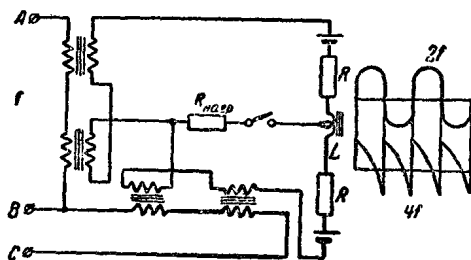


图6 三相供电的斯高特二倍频器

克拉美尔曾把二倍频器用于焊接装置中,其綫路与上述相似,但它有单独的直流激磁繞組。

三相供电的倍频器有很多种不同的綫路。泰勒^[1]建議的綫路如图7所示。图中一次側的三相綫路按三角形方式联接,在每一相中有两个串接的繞組,它們分別繞在一隻飽和的变压器和一隻不飽和的变压器上(图中,一隻公共的变压器代替了三隻单独的不飽和变压器)。三相制中的基波电压彼此相差 120° , 其和总等于零,故在二次側的倍频繞組中不感生

基波电势。当采用三只单独的不饱和的变压器时，它们的二次绕组应按开口三角形连接。

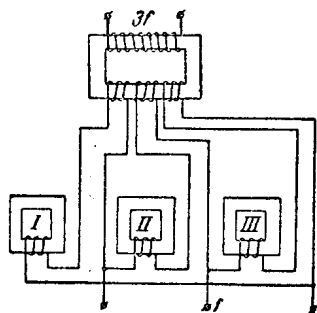


图7 泰勒三倍频器

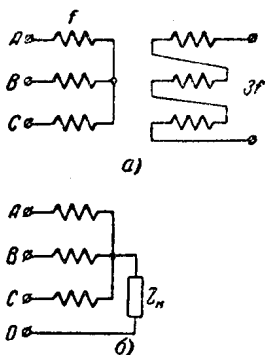


图8 用三只单相饱和变压器构成的三倍频器

斯比涅尔线路^[1]比上述线路更为简单和经济，这种线路已得到广泛采用，它由三只单相变压器构成，其一次绕组为星形连接，二次绕组按开口三角形连接（图8a）。在畸变的相电压中含有与三成倍数的高次谐波。因三相系统本身的特性规定了一次电流中不会含有三次谐波，而五次谐波分量很小，所以一次绕组的线电流几乎是正弦的。在输出电压中没有基波，只有三次谐波（九次谐波分量可以忽略不计）。

假如供电电源有零线，则亦可从一次绕组的零点和电源零线间取得三倍频电压（图8b）。文献[9]指出：这种线路的铜耗比图8a线路的要小得多，效率亦较高。

在斯比涅尔线路中需要用单相变压器，因为在一般的三相变压器中，各相的三次谐波磁通在相位上彼此重合，它们只能通过空气隙而闭合，因此，三次谐波的数值是极小的。可以采用五柱变压器，把一次和二次绕组分布在中間和外側柱上，

在文献 [10] 中指出：这种结构形式的变压器比三只单相变压器要多费一些材料，但能减少铁耗 10~15%。

但是文献 [10] 中没有考虑到，由于各相基波磁通的磁路长度不等，会使三倍频电压波形发生极大的畸变，为了克服这种缺点必须增加铁轭的截面。增加铁轭的截面后，由于部分磁导体不饱和，将使三次谐波的输出功率减小。据我们所知，以前的文献都没有述及这一情况。

在文献 [11] 中建议采用特殊结构的四柱变压器来获得三倍频，这种变压器有一中央柱和三个按三角形的三角方向排列的铁心柱。三个一次绕组分布在三个外侧柱上，它们按星形连接，三倍频绕组绕在中央柱上；这种结构形式的三倍频器，当时是斯比涅尔的专利。

文献 [11] 中指出：若把带有中央柱的四柱变压器与三个单相变压器相比，前者可节省铜约 20%、钢约 50%。由于上述四柱式三倍频器的结构比较复杂，故 A. A. 柯达利雅建议采用在同一平面上的四柱变压器，把倍频绕组绕在中间一个柱上，其他三个一次绕组分布在其余三个柱上。K. И. 申菲尔院士曾试验过一种与 A. A. 柯达利雅建议的结构相类似，但倍频绕组绕在外侧柱上的三倍频器。为了改善倍频电压的输出波形，他建议增大铁轭的尺寸。

我们的看法恰与文献 [11] 中所述的相反，四柱的三倍频器没有由三只单相变压器所构成的三倍频器来得好。作者所做的试验已证实这一情况。实际上由于在四柱变压器中三倍频绕组所处的一段磁导体不饱和，使三次谐波的输出电压和功率减小。若把四个柱置于同一平面上，则势必要增大铁轭的尺寸，结果亦造成三次谐波的输出功率减小^[56]。

文献 [23] 亦证实了上述结论。它指出：即使是设计得最

好的、对称磁路的四柱三倍频器还是没有由三只单相变压器所构成的三倍频器来得好。

文献 [23] 中没有考虑到:在带有中央柱的三倍频器中三倍频输出功率的减小,也没有提到增大铁轭尺寸后的影响;文献 [56] 对这些因素作了分析。

当没有三相而只有单相基频供电电源时,斯比涅尔的倍频线路亦能实现。不过在这种场合,必须预先把单相电源转换为三相。

图 9 所示的三倍频器,就是用电容器和电抗器预先将单相电源转换为三相的斯比涅尔线路。

因为负载变动时将使三相电源变为不对称,所以只有在负载是恒定的场合,才适宜采用这种倍频线路。利用这种倍频线路作为电动机的供电电源是不太适宜的,因为当电动机起动或其负载变动时,将破坏三相电源的对称性。如果在电动机的起动过程中接入附加电容器,则线路的工作情况可以得到改善。图 9 中的线路比图 4 中的线路优越,因前者在很大程度上消除了由于基波使二次电流发生畸变的现象。

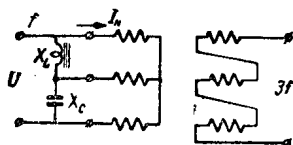


图 9 预先将单相电源变为三相的三倍频器原理线路

文献 [12] 中建议,可以同时利用斯比涅尔线路的三倍频器作为基频供电电源的变压器,以改善三倍频器的工作情况。为此,三倍频线路中不仅有三个按开口三角形连接的二次绕组,而且在铁心上还应有按星形连接的第三组绕组来作为基频供电绕组。

图 10 所示的就是这种有三组绕组的变频器的基本线路。在端子 $a-a$ 间可以接入三次谐波的调压装置(如可调电抗器)。当无绕组 B 时,亦可以从端子 $a-a$ 上取得三倍频负载的供电电压。因为电容 C 能提高负载上的电压,故能增加输出功率。很早以前就有许多人创议并亦已实际采用,将电容器和负载串联或并联以增加输出功率。

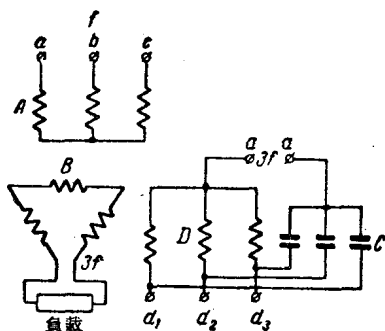


图 10 A. Д. 克拉基洛夫三倍频器原理线路

A. Д. 克拉基洛夫的资料说明,三倍频器连接电容后,其效率可达 0.92,当在基频输出端 $d_1 d_2 d_3$ 上连接三相有功负载时,如果负载功率比三倍频负载功率大一倍,则三倍频器的效率可达 0.98。

同一资料说明,当无基频有功负载时,一次侧的功率因数为 0.78,而有有功负载时,则可达到 0.94。

同时,各种文献资料都说明,斯比涅尔线路一次侧的功率因数不大于 0.36。当然应该注意到,这是指无损耗的理想三倍频器而言。在实际的三倍频器中,一次侧的功率因数略大一些,但通常不大于 0.4。斯比涅尔线路的效率可达 80~90%^[1]。

图 10 所示的基本线路，其缺点是三倍频器的外特性很软；另外，当采用无绕组 B 的线路时，基频和三倍频两负载的电压亦很难配合。有时不一定有基频负载，当无基频负载时，此线路与斯比涅尔线路相似。

图 10 所示线路的特点在于可以平滑地调节三倍频器的电压。

前面已指出，三倍频变压器的铁心不需要加直流激磁。然而，如文献 [8] 所述，也有有直流激磁的三倍频线路（如图 11a、b 和图 5 所示）。在图 11a 所示的线路中，外加的基频电压不足以使铁心饱和，三个三倍频变压器需用直流激磁电流励磁饱和。扼流圈 L 能扼制直流回路中的三次谐波电流，这与二倍频器线路中的情形一样。在 N 点和供电电源零线间的三倍频电压亦可加以利用。

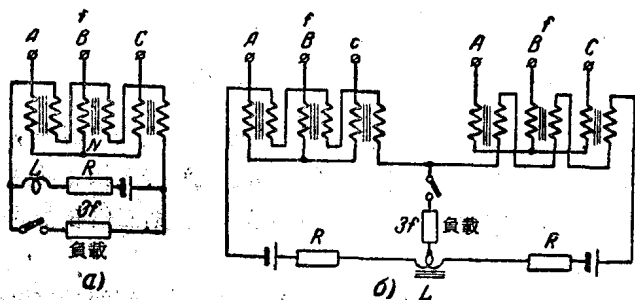


图 11 有直流激磁的三倍频线路

图 11b 所示的线路比较好，因在此线路中，两个交流半波都得到利用，它不象图 11a 的线路那样，要基频电源供给偶次谐波电流。扼流圈 L 的两端有六次谐波电压，但此六次谐波的功率约只有三次谐波的一半。文献 [13] 对上述第二种线路（图 11b）作了分析，认为就输出功率而言，它并不比斯比涅尔

綫路优越,就綫路本身而言,反而要复杂一些。但是,这种綫路却能很方便地調节三倍頻电压(只要改变直流激磁电流的大小),并能强行改变輸出电压。

現在来討論获得五倍頻的方法。可以采用一种与斯比涅尔綫路相仿的綫路来获取五倍頻:把五只双繞組飽和变压器的一次繞組接在五相电源上,再把这些飽和变压器的二次繞組按开口五角形連接。因为五相电源电压間的相位順次相差 72° ,所以各变压器鉄心中的基波磁通相位亦順次相差 72° ,而五次諧波磁通相位相差 360° ,那就是說,各变压器中的五次諧波磁通是同相位的,故能在开口五角形的輸出端上获得五倍頻电压。

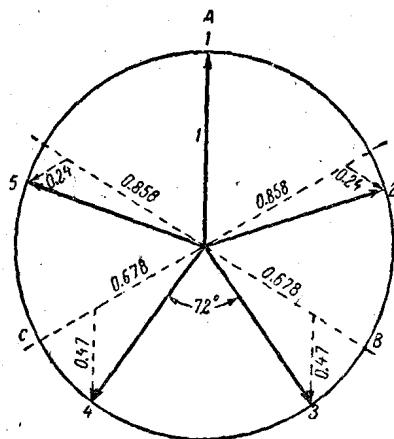


图 12 三相-五相轉換器的电势矢量图

用一只三相不飽和的中間变压器或一組不飽和的中間变压器,就可以預先把三相电源轉換为五倍頻器所需的五相电源^[14]。这种相数轉換器有三个一次繞組和五个不同匝数的二次繞組,一次繞組按星形連接,二次繞組按曲折形連接。

图 12 的电势矢量图表明了三相-五相转换器中各二次绕组的相对匝数。

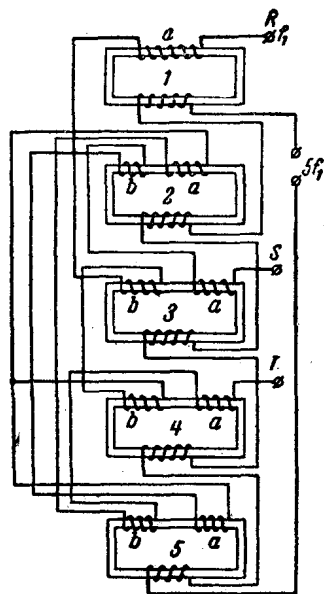


图 13 五倍频器

如图 13 所示,也可不用不饱和的中间变压器,而直接用五只单相变压器以获得五倍频,五只变压器中有一只只有两组绕组(其二次绕组的相对匝数为 1),其余四只各有三组绕组,其中两组为二次绕组,这些绕组的相对匝数及曲折形的连接方式均根据图 12 的电势矢量图来决定。

在文献[15]中所提出的高倍数(15~25 倍)的倍频装置,其结构与交流电机的定子相似。把基频一次绕组

嵌于齿槽中,由它来建立一个旋转磁场,齿槽中还有许多由坡莫合金制成的心柱,其个数等于倍频电压的倍数 m 。二次绕组绕在这些坡莫合金心柱上,并相互串接。于是,当旋转磁场切割这些心柱时,在其绕组中就感生脉冲电压,每周期中脉冲电压的个数等于 m ,所以即能从串接绕组的输出端上获得 m 倍频电压。图 14 中说明的正是这种工作过程。

与上述方法相似,可以用一组由 m 相电源供电的巅峰变压器来产生 m 倍频电压。所需的 m 相电源则可以利用相数转换变压器从三相转换得到。相数转换器亦可以按电机那样型式的铁磁器件构成,在其齿槽中按置三相和 m 相两组绕组。

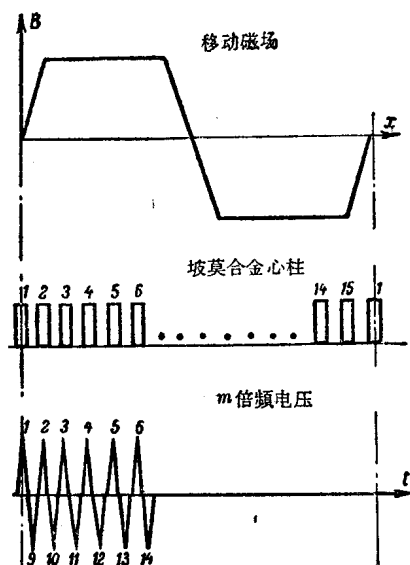


图 14 A. Г. 宾楚克提出的十五倍频的倍频原理

4. 三相倍频器

三相二倍频器可以采用由 Г. Н. 彼得洛夫和 М. С. 米哈伊洛夫-米庫林斯基两人所建議的綫路^[11]构成(图 15)。基頻电源接在端子 A 、 B 、 C 上。直流激磁繞組繞在三柱变压器的中間柱上。可从端子 a 、 b 、 c 上取得三相二倍频电压(当各相基頻电压的相位相差 120° 时,二次諸波电压間的相位将相差 240° , 后者同样亦是三相制电压)。上述的倍频器是万用的: 在端子 α 、 β 、 γ 上为二次側的基頻电压; 在端子 $x-x$ 上为单相三倍频电压; 在端子 $y-y$ 上为六倍频电压。

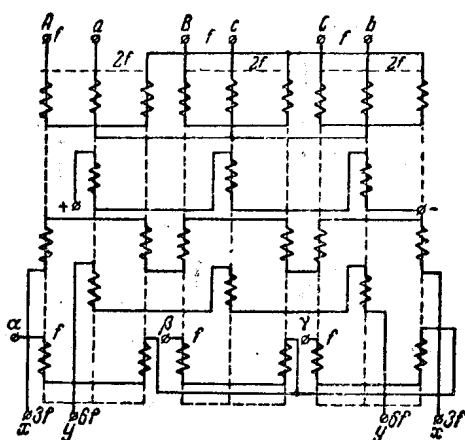


图 15 万用倍频器

在二倍频电压曲线中有四次谐波分量，用电容器适当调谐二次回路，可减少或分离出此四次谐波。如前所述，分离出的四次谐波波形将是衰减性的。

按照 A. A. 柯达利雅的建议，也可以采用有中央柱的对称的四柱变压器来实现上述线路。在这种情形下，直流激磁绕组和三倍频绕组都绕在中央柱上，并用两只对称的四柱变压器代替三只三柱变压器。前面对四柱变压器所作的评介，这里仍然是适用的。

构成三相三倍频器有两种方法：

第一种方法是利用斯高特线路，把两相三倍频电流转换为三相，图 16a^[16] 就是这种三倍频器的线路。此三倍频器是由两组（每组为三只）单相变压器构成。两组一次绕组按图中所示的方式连接后，两组二次绕组开口三角形中的三倍频电压将彼此相差 90°，就是说，所取得的是两相三倍频电压，然后按照斯高特的方法可以把它转换为三相的三倍频电压。如