



## [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02814075.3

[45] 授权公告日 2008 年 8 月 20 日

[11] 授权公告号 CN 100413211C

[22] 申请日 2002.7.3 [21] 申请号 02814075.3

[30] 优先权

[32] 2001.7.13 [33] US [31] 09/904,751

[86] 国际申请 PCT/US2002/021261 2002.7.3

[87] 国际公布 WO2003/007470 英 2003.1.23

[85] 进入国家阶段日期 2004.1.13

[73] 专利权人 先进微装置公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 W·克鲁吉 D·艾格特

[56] 参考文献

US5448772A 1995.9.5

GB2192104A 1987.12.31

US005999804A 1999.12.7

CN1146259A 1997.3.26

审查员 李小青

[74] 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司

代理人 戈 泊 程 伟

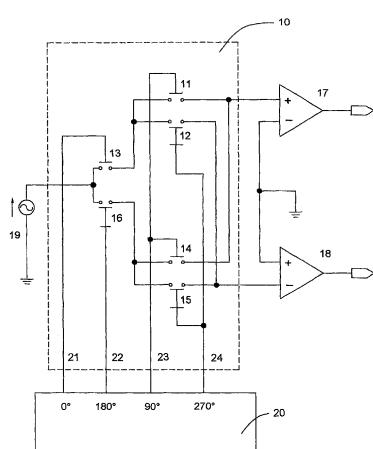
权利要求书 3 页 说明书 8 页 附图 8 页

[54] 发明名称

谐波混合器

[57] 摘要

本发明提供一种谐波直接转换混合器，具有包含了第一和第二混合器的乘法器电路，和用来产生二个第一和二个第二控制信号以控制该第一和第二混合器的产生器。该控制信号为平衡信号，提供了移位  $\pi/2$  相位的四个相位。该控制信号的频率不同于混合器输入信号的频率。



1、一种谐波混合器，包括：

乘法器电路(10)，包含有在第一混合级中包含多个场效应晶体管(13,16)的第一混合器以及在第二混合级中包含多个场效应晶体管(11,12,14,15)的第二混合器，其中该第二混合器的该场效应晶体管(11,12)的源极连接到该第一混合器的该场效应晶体管(13)，且该第二混合器的该场效应晶体管(14,15)的源极连接到该第一混合器的该场效应晶体管(16)，以及其中该场效应晶体管(14)的漏极连接到该场效应晶体管(11)的漏极，且该场效应晶体管(12)的漏极连接到该场效应晶体管(15)的漏极；和

控制信号产生机构(20)，用来产生二个第一控制信号(21,22)，以控制在该第一混合级的该第一混合器，以及产生施加到在该第二混合级的该第二混合器的二个第二控制信号(23,24)，以控制在该第二混合级的该第二混合器；

其中该二个第一和二个第二控制信号(21-24)为平衡信号，该二个第一控制信号(21,22)施加到该场效应晶体管(13,16)的闸极，该第二控制信号(23)施加到该场效应晶体管(11,14)的闸极，以及该第二控制信号(24)施加到该场效应晶体管(12,15)的闸极，并且其中在该二个第一控制信号(21,22)与该二个第二控制信号(23,24)之间提供了 $\pi / 2$ 的相位移位；以及

该控制信号(21-24)的频率不同于混合器输入信号(19)的频率。

2、根据权利要求1所述的谐波混合器，其中该乘法器电路(10)为具有多个晶体管的吉尔伯特单元，其中所有这些晶体管是用作为开关。

3、根据权利要求1所述的谐波混合器，其中该控制信号产生机构(20)包括电压控制振荡器。

4、根据权利要求1所述的谐波混合器，其中该控制信号(21-24)的频率为该混合器输入信号(19)的频率的一半。

5、根据权利要求1所述的谐波混合器，其中该第一混合器具有一对场效晶体管(13,16)，而该第二混合器具有二对场效晶体管(11,12,14,15)。

6、一种用于I/Q正交相位调制的谐波直接转换混合器，包括：

第一乘法器电路(10)，包含有在该第一乘法器电路的第一混合级中的第一混合器和在该第一乘法器电路的第二混合级中的第二混合器，用来产生同相位的I成分(40,41)；

第二乘法器电路(30)，包含有在该第二乘法器电路的第一混合级中的第三混合器和在该第二乘法器电路的第二混合级中的第四混合器，用来产生正交的Q成分(42,43)；以及

控制信号产生机构(20)，用来产生二个第一控制信号(21,22)，以控制该第一混合器，二个第二控制信号(23,24)，以控制该第二混合器，二个第三控制信号(25,26)，以控制该第三混合器，和二个第四控制信号(27,28)，以控制该第四混合器；

其中该二个第一、二个第二、二个第三和二个第四控制信号(21-28)为平衡信号；

提供了该二个第一(21,22)和二个第二(23,24)控制信号之间的 $\pi/2$ 相位移，提供了该二个第三(25,26)和二个第四(27,28)控制信号之间的 $\pi/2$ 相位移，提供了该二个第一和二个第二控制信号与该二个第三和二个第四控制信号之间的 $\pi/4$ 相位移；以及

该控制信号的频率不同于混合器输入信号的频率。

7、根据权利要求6所述的谐波混合器，其中该第一(10)和第二(30)乘法器电路各包括具有多个晶体管的吉尔伯特单元，其中所有这些晶体管是用作为开关。

8、根据权利要求6所述的谐波混合器，其中该控制信号产生机构(20)包括电压控制振荡器和滤波器库(50)。

9、根据权利要求6所述的谐波混合器，其中该控制信号(21-28)的频率为该混合器输入信号的频率的一半。

10、根据权利要求6所述的谐波混合器，其中该第一和第三混合器各包括一对场效晶体管，而该第二和第四混合器各包括二对场效晶体管。

11、根据权利要求8所述的谐波混合器，其中该滤波器库(50)包括：初始 $\pi/4$ 移相器(60)；以及第一和第二多相滤波器(70)，用来产生该八个控制信号(21-28)。

12、根据权利要求 11 所述的谐波混合器，其中该  $\pi/4$  移相器(60)具有第一全通滤波器（73A,74A,75A,76A）和第二全通滤波器（73B,74B,75B,76B），用来提供移位了  $\pi/4$  的第一和第二差动信号。

## 谐波混合器

### 技术领域

本发明一般涉及收发器，特别是，涉及一种用于集成射频(RF)收发器中的谐波混合器(混频器)。

### 背景技术

由于具有低价格、重量轻、体积小和改进能力的便携式无线电通讯装置的愈来愈增加的需求，促进了对于新的集成电路(IC)技术、电路配置、和收发器架构的研究。已知包含有直接转换混合器的宽频带系统的收发器装置，符合上述的需求，此种收发器要较根据广泛使用的超外插原理架构制造者优越。

在收发器的发射器级，是使用直接转换混合器向上转换基频带模拟或数字信号成为射频(RF)信号，以便容易传输。于接收器级，是使用直接转换混合器向下转换接收的RF信号至基频带，使信号容易处理。因此，对于去除影像和中频(IF)滤波，不需要有高品质的滤波器和高品质的影像去除滤波器。一般而言，要集成制造高品质的滤波器是很困难的。如此的接收器亦可称之为0-IF接收器，因为所需要的信号是直接向下转换至基频带，而IF选择为0。此处使用的混合器整流放大RF信号和本地振荡器(LO)信号。例如，利用根据吉尔伯特(Gilbert)模拟乘法器的常使用的双极混合器，来施行电流模式整流。

对于如此的直接转换布置技术，存在有像是载波漏泄、第2阶交互调制、和本地振荡器与RF信号之间干扰的问题。

尤其是，直接转换接收器需要有高品质的线性混合器级，因为第2阶寄生产物直接落在所获得的基频带频率，并干扰所需要的信号。对于此种第2阶混合器非线性的主要理由是根据混合器的输入信号之间的信号串音。一般而言，此将导致造成直流(DC)偏移的信号自混合效应。然而，此DC偏移并非是定值。

在收发器架构技术领域状态的进一步问题是，拉引效应。原则上，

可通过隔离时会从所有其它的信号产生LO信号的电压控制振荡器(VCO)而防止此种效应。然而，对于在发射频率操作的VCO，即使用VCO直接调制，或直接向上变换原则的调频(FM)系统的架构，隔离确是一个问题。对于此种收发器架构，功率放大器(PA)或功率预放大器在芯片上VCO操作在相同频率时，会在芯片上产生强烈的信号。当强烈的信号施加到接收(Rx)输入时，亦将发生同样的问题。由于不完全的隔离，即在收发器布局中VCO执行于与发射(Tx)输出和接收(Rx)输入相同的频率时，会产生VCO拉引现象。在现今使用的收发器架构中，希望能减少此种效应。

在接收器技术状态，使用从本地阵荡器(LO信号)取得的正弦信号来倍增输入的RF信号。可由电压或电流来表现信号。执行二个信号相乘的混合器包括有二个实际上不完全连接的输入。因此，除了所需要的信号之外，各混合器输入信号额外地包含有其它信号的较小的交互连接部分。由于混合器的乘法性质，输出信号包含了寄生信号，该寄生信号正比于位于DC中心附近接收信号的功率。这些寄生信号对于直接转换原则特别不利，因为所希望的向下转换RF信号亦位于中心 $f=0$ 。

本发明解决，或至少减少了一些或所有的上述问题。

## 发明内容

本发明提供了一种谐波混合器，包括具有第一和第二混合器的乘法器电路，和用来产生二个第一和二个第二控制信号以控制该第一和第二混合器的产生器，其中该控制信号为平衡信号，具有以移位 $\pi/2$ 相位的四个相位，控制信号的频率不同于混合器输入信号的频率。

在本发明的一个实施例中，乘法器电路为吉尔伯特单元，即交互连接的差动放大器，在此放大器中所有的晶体管被用作为开关和控制信号产生机构包括VCO。

在本发明的另一个实施例中，控制信号的频率为混合器输入信号频率的一半。

在本发明的另一个实施例中，第一混合器包括一对场效晶体管，而第二混合器包括有二对场效晶体管。

本发明进一步提供用于I/Q正交相位调制的谐波混合器，包括具有

第一和第二混合器用来产生同相位(I)成分的第一乘法器电路，和具有第三和第四混合器用来产生正交(Q)成分的第二乘法器电路，和用来产生二个第一和二个第二控制信号以控制该第一和第二混合器，和用来产生二个第三和二个第四控制信号以控制该第三和第四混合器的产生器，其中该第一、第二、第三和第四控制信号为平衡信号，在该第一和第二控制信号之间具有 $\pi/2$ 相位移，和该第三和第四控制信号之间具有 $\pi/2$ 相位移，在该第一和第二控制信号与该第三和第四控制信号之间具有 $\pi/4$ 相位移，该控制信号的频率为混合器输入信号的频率的一半。

在本发明的一个实施例中，第一和第二乘法器电路包括吉尔伯特单元，其中所有的晶体管被用作开关，而控制信号产生器包括VCO和滤波器库。

在本发明的另一个实施例中，控制信号的频率为混合器输入信号的频率的一半。

在本发明的又一个实施例中，第一和第三混合器包括一对的场效应晶体管，第二和第四混合器包括二对的场效应晶体管。

在本发明的另一个实施例中，滤波器库包括起始 $\pi/4$ 移相器和用来产生八个控制信号的二个多相滤波器，而 $\pi/4$ 移相器具有二个提供二个移位 $\pi/4$ 的差动信号的全通滤波器。

本发明的接收器利用VCO振荡器运行于接收的RF信号一半的频率。虽然控制信号最好是由VCO机构所产生，但是本发明并不受限于包含VCO的布置技术。控制信号亦可以由本领域所公知的其它装置所产生。VCO产生二个具有相同频率、相位移位90度的平衡信号。依照本发明，此二个信号实质上彼此相乘，由此产生了平衡信号的二倍频率的频谱成分。可使用此频谱成分将所需要的信号转换成需要的频谱范围。由于此产生方法，本发明的原理能用于大变化的混合器，例如直接转换接收器的混合器或直接转换发射器的混合器。

本发明使用下列数学关系原理。考虑二个信号 $u_{vco1}=u_1\cos\omega_1t$ 和 $u_{vco2}=u_2\cos\omega_1t+\varphi$ 。此等信号 $u_{vco2}$ 和 $u_{vco1}$ 移位 $\varphi$ 度角。若此二个信号相乘，则可导得下列信号 $u_{MIX}=G_{MIX} \cdot u_{vco1} \cdot u_{vco2}$ ，其中 $G_{MIX}$ 是放大因子：

$$\begin{aligned} u_{MIX} &= G_{MIX} u_1 \cos(\omega_1 t) \cdot u_2 \cos(\omega_1 t + \varphi) \\ &= 1/2 G_{MIX} u_1 u_2 (\cos \varphi + \cos(2\omega_1 t + \varphi)) \end{aligned} \quad (1)$$

从式子(1)中我们能看出，二个VCO信号之间的 $\phi=90$ 度相位移位，去除了直流(DC)成分。如此简化了电路设计。

使用实际的模拟乘法器将可使用正弦信号，而因此，可通过施行下列的函数而直接执行同相位(inphase)(I)和正交(quadrature)(Q)信号：

$$I_{MIX}=u_{MIX}\cos\omega_1t \cdot \sin\omega_1t = 1/2 \sin 2\omega_1t \quad (2)$$

$$Q_{MIX}=(u_{MIX}/2)\cos 2\omega_1t - \sin 2\omega_1t = (1/2)\cos 2\omega_1t \quad (3)$$

于现代收发器架构中需要用到此二个相依因素(dependencies)，用于数字调制设计，获得信号合成作用的优点。然而，由于表现出不良的噪声，例如相cf 于使用在本发明中而实施的交换，则几乎很少用到如此的模拟实施方式。

本发明解决了混合器实施对于直接向上和向下转换架构存在的问题，借此没有其它的实施方式会导致相对于线性和压缩LO信号的此种性能。再者，从系统架构的观点，可合理地改善相关于从功率放大器来的信号的VCO信号的硬件。

## 附图说明

由参照下列的详细说明，配合所附图式，而可了解本发明，各图中相同的参考号码表示相同的组件，其中：

图1为依照本发明的混合器的电路图；

图2为施加到第一和第二交换机构的控制电压的图表；

图3为混合器输出的导电性特征的图表；

图4为依照本发明的混合器的I/Q正交相位实施的电路图；

图5为依照本发明用来提供各移位45度相位的控制信号的滤波器库的电路图；

图6为依照本发明提供起始45度相位移位的二个全通滤波器的电路图；

图7为依照本发明提供四个彼此相关移位90度信号的多相滤波器的电路图；

图8为滤波器库输出信号的相位曲线图；以及

图9为依照本发明具有对于1200MHz/1200MHz频率比的I/Q信号产生RF前端的方块图。

虽然本发明可容易作各种的修饰和替代形式，然已用参考图式举例说明的方式而详细说明了本发明的特定实施例。然而，应了解到此处特定实施例的说明并不欲作为限制本发明为所揭示的特定形式，反之，本发明将涵盖所有落于所附申请专利范围内所界定的本发明的精神和范围内的修饰、等效和替换。

## 具体实施方式

下文中将说明本发明的示范实施例。为了清楚起见，本说明书中并非将所有实际施行本发明的特征，均作了说明。当然应了解到，在开发任何此种真实的实施例时，必须作出许多相关的决定，以便达到发明者的特定目标，譬如符合随着实施例的不同而有所变化的与系统相关及与商业相关的限制条件。此外，我们应当了解到，此种开发工作可能是复杂且耗时的，然而，仍将是一种对于本领域普通技术人员在参阅本发明揭示事项之后可从事的常规工作。

现将参照附图而说明本发明。虽然半导体的各种不同区域和结构已经很正确而轮廓鲜明地描绘其配置，然本领域普通技术人员应当认知到，实际上这些区域和结构并非如图式中所示般精确。此外，各种特征的相对大小，和图式中描绘的掺杂区域，当与制造的装置上的特征和大小相比较时，可予扩大或缩小。而且，所附的图式包含对于本发明的示例性范例所作的说明和解释。

兹参照图1，显示了依照本发明的直接转换混合器的较佳实施例的电路概图。如图1中所示，此电路包括有交换网络（例如，乘法器电路10）、控制信号产生机构20、和二个输出运算放大器17、18。控制信号产生机构20可以是VCO。输入信号19是RF信号。所示的交换布置技术为吉尔伯特单元，提供了对于四个控制信号21、22、23和24的平衡架构。在下列说明中，术语"吉尔伯特单元"为用于吉尔伯特单元状的交换布置技术，此处所有的晶体管用作开关。如图1中所示，吉尔伯特单元混合器包括了第一混合级和第二混合级，该第一混合级包括有多个晶体管，例如二个场效晶体管(FET)13和16，而该第二混合级包括有多个晶体管，例如四个FET 11、12、14和15。具体讲，吉尔伯特单元包括二个场效晶体管(FET)11和12其源极连接到FET 13，和二个FET 14和

15，其源极连接到FET 16。LO信号施加到FET的所有闸极。施加到FET 13和16的闸极的LO信号21和22为平衡信号。同样地，施加到FET 11、12和14、15的闸极的LO信号23和24为平衡信号。应注意的是信号23施加到FET 11和14的闸极，而信号24施加到FET 12和15的闸极。此外，从图1中可看出，施加到第一混合级的FET闸极的LO信号和施加到第二混合级的FET闸极的LO信号，是移位90度相位。所有的LO信号具有相同的频率，然而，LO信号的频率不同于混合器输入信号的频率，例如该频率为输入信号19频率的一半，以及各LO信号系移位90度相位。FET 14的漏极连接到FET 11的漏极，该FET 11的漏极连接到输出放大器17的正输入。同样地，FET 12的漏极连接到FET 15的漏极，该FET 15的漏极连接到输出放大器18的负输入。运算放大器17的负输入和运算放大器18的正输入相连接并连接至地。吉尔伯特单元的输出信号由这些全部差动运算放大器17、18所侦测，通过其共态抑制比(CMRR)来抑制于进一步信号通路的RF。虽然，此处仅显示了使用FET来实现本发明，但是依于所使用的技术，这些开关亦可以使用双极晶体管。

参照图2，显示了二个4信号的图表，这些信号施加到第一和第二交换机构。所有的信号具有相同的波形(通过使用谐波平衡仿真器而产生振铃波)，但是移位了90度相位。当低时间相等于高时间时，在这些信号中并没有包含偶次谐波。

参照图3，显示了混波器输出的导电性特征的图表。其中，在二倍VCO信号频率处频谱成分主控了频谱特征。此将用来转换输入的RF信号。在二倍频处，VCO信号其本身或其衍生的成分不会出现在不同的模式中输出，而且输入的RF信号亦不会出现在不同的模式中输出，此为本发明架构中原有的特性。依照本发明的电路，运行于电压模式。因此，需要较小的开关晶体管、低阻抗射频源极和高输入阻抗的运算放大器。在电流模式，需要较大的开关、较高的阻抗射频源极和低输入阻抗的运算放大器。

最新的收发器架构需要复杂的信号处理。因此，必须提供对于同相位成分(I)和对于正交相位成分(Q)的信号通路。因此，必须提供相关于第一信号具有45度相位移位的其它的四个信号。因为此45度相位移位导致在本发明装置的二个通路之间90度的相位移位，而满足了架构

的需要。

图4显示混合器的施行此种I/Q正交相位的电路图。此I/Q通路实现包括提供同相位的(I)成分(例如I-信号)40、41的第一乘法器电路(例如吉尔伯特单元电路)10；提供正交的(Q)成分(例如Q-信号)42、43的第二乘法器电路(例如吉尔伯特单元电路)30；四个输出操作放大器17、18、31和32；以及用来产生控制信号产生机构20的机构。吉尔伯特单元电路10和30相等于图1的吉尔伯特单元电路。因此可参照相对应的说明。用来产生控制信号产生机构20的机构可包括VCO和适合的滤波器库。他们提供用于第一吉尔伯特单元混合器的四个控制信号21、22、23和24，和用于第二吉尔伯特单元混合器的四个控制信号25、26、27和28。信号21和22、23和24、25和26、27和28是各对(each case)平衡的。因此，提供了对于第一吉尔伯特单元移位90度相位的四个控制信号，和对于第二吉尔伯特单元移位90度相位的四个控制信号。此外，第二吉尔伯特单元的控制信号相对于第一吉尔伯特单元的控制信号移位45度。所有的控制信号具有相同的频率，然而，控制信号和VCO操作频率最好是输入信号的一半频率。运算放大器17和18提供I+ 17和I- 18信号，以及运算放大器31和32提供Q+ 31和Q- 32信号。虽然，图4中表示的是FET的实施例，但各个开关亦可是双极技术。

可通过配置全通滤波器和90度多相滤波器的滤波器库，而提供八个不同的控制信号。然而，其它的实施方式亦为可能。

在图5中，显示了依照本发明的滤波器库装置50的装置。在图中，初始信号施加到45度移相器60，该移相器60提供了二个移位45度的不同的信号。接着，90度多相滤波器70产生所需要的八个信号。

参照图6，描绘了45度移相器60的可能的结构。移相器60包括二个失谐的(detuned)全通滤波器而形成输出信号之间45度相位差。由参考号码71、72指示输入端，而由参考号码73、74、75和76指示输出端。

图7中描绘图5的90度多相滤波器70的实施情况。由参考号码81、82、83和84指示输入端，而由参考号码85、86、87和88指示输出端。

选择描绘于图6和图7的电路中的电阻器和电容器的特定值，作为希望的操作目标频率的函数。对于本领域普通技术人员，对于任何所需要的操作频率，将可很容易地选择适当的电阻器和电容器值。例如，

在图6和图7的电路的范例实施例中，对于操作1.2 GHz的目标频率，可以使用下列的值：

例如电阻器的第一全通滤波器73A、74A、75A、76A=0.6e+3奥姆

电阻器85A、86A、85A、88A=1.0e+3奥姆

例如电容器的第二全通滤波器73B、74B=126e-15法拉

例如电容器的第二全通滤波器75B、76B=4.0e-15法拉

电容器85B、86B、87B、88B =130e-15法拉

参照图8，显示具有45度相位偏移和可共振振幅平衡的八个滤波器库输出信号的相位曲线图。

参照图9，显示了依照本发明具有产生I/Q信号用于1200MHz/1200MHz频率比的实现RF前端的方块图。RF前端包括接收器部、发射器部、和控制信号产生部。接收器部包括接收2400MHz信号的接收器输入Rx、Rx缓冲器、四个开关机构51、52、53和54、和提供I-信号和Q-信号的接收器输出。开关机构控制信号的个别的相位移标示在图9中。控制信号产生部具有滤波器库50。二个平衡的1200 MHz VCO信号施加到滤波器库。发射器部包括发射2400MHz信号的发射器输出Tx、Tx缓冲器、四个开关机构55、56、57和58、和接收I-和Q-数据的发射器输入。

揭示于上的特殊实施例仅作说明用，而本发明可作修正以及以不同的方式实施，但是对于本领域普通技术人员而言在阅读本说明书后，当可了解本发明可以以诸多等效方式实施。例如，可以以不同的顺序实施本发明上述提出的过程步骤。再者，除了权利要求范围中说明之外，并不欲对其中所示的构造或设计的细部作限制。因此，当可明证以上揭露的特定实施例可作更改或修饰，而所有这些变化皆在本发明的精神和范围内。由此，本发明提出下列的权利要求请求保护。

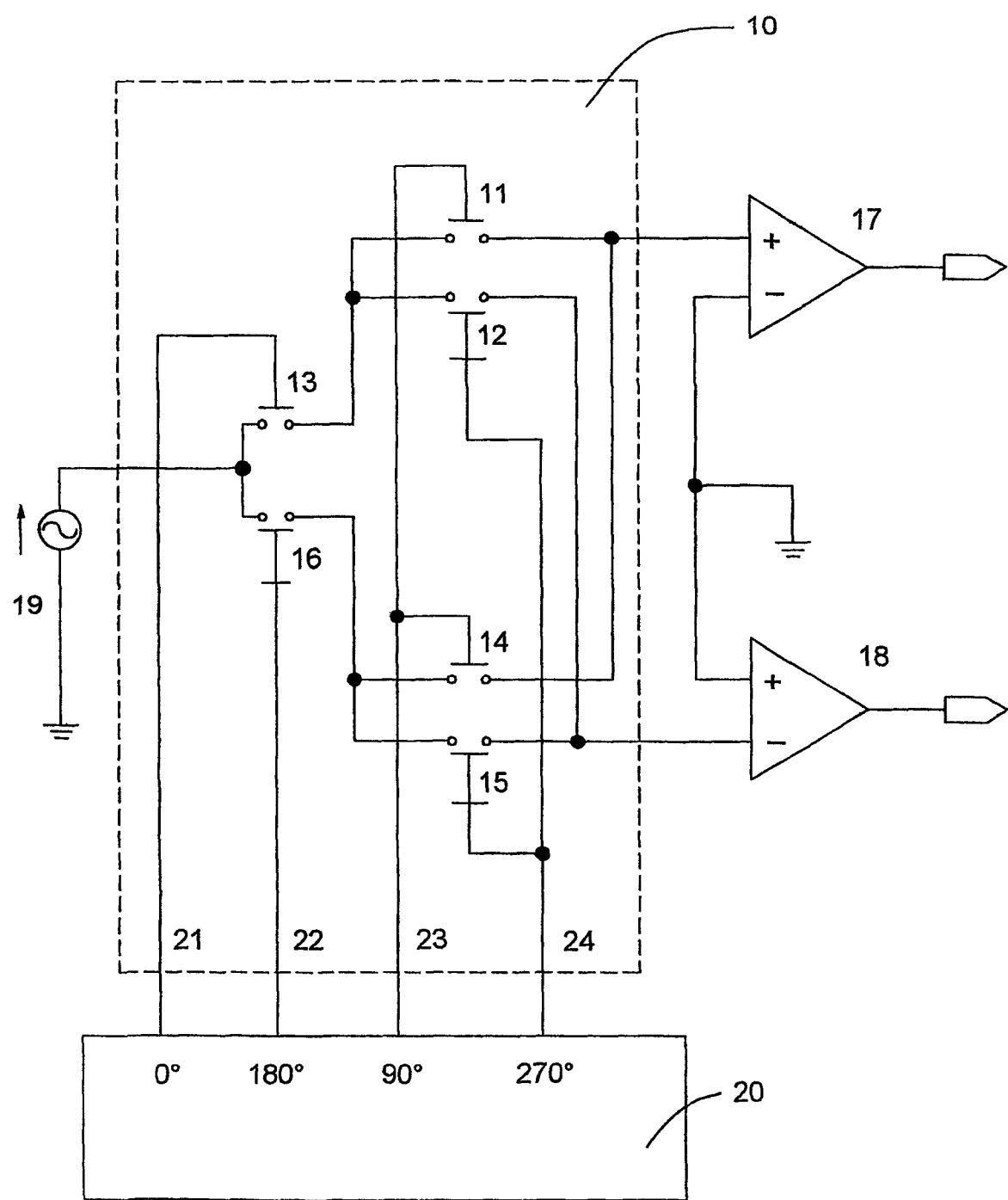


图1

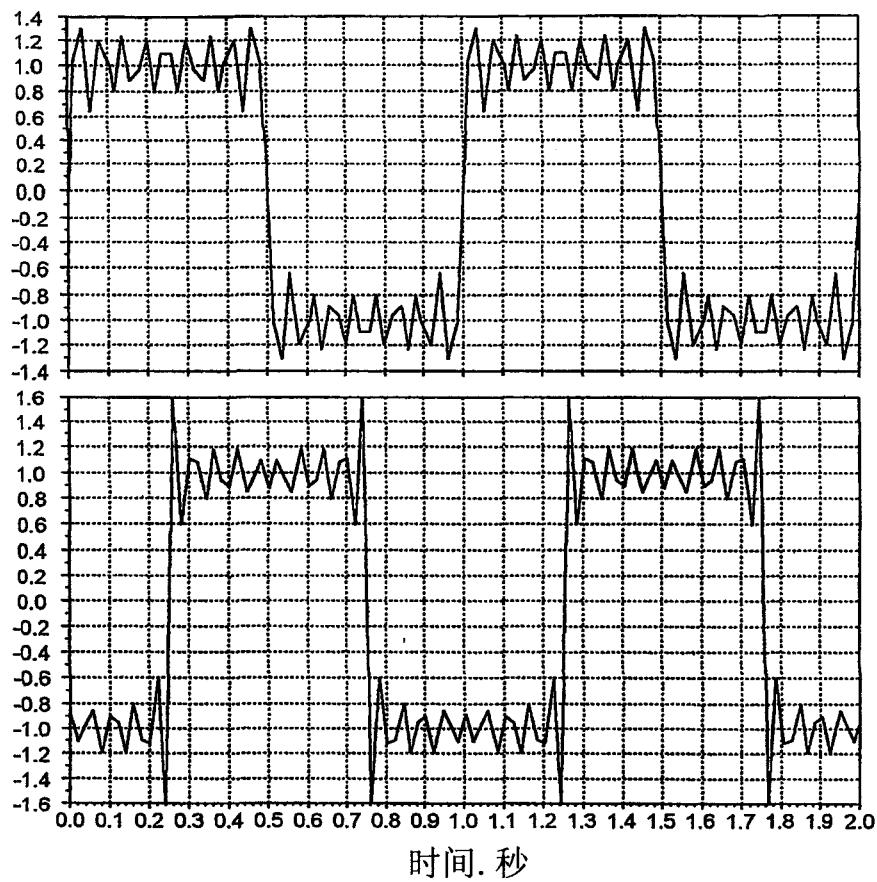


图2

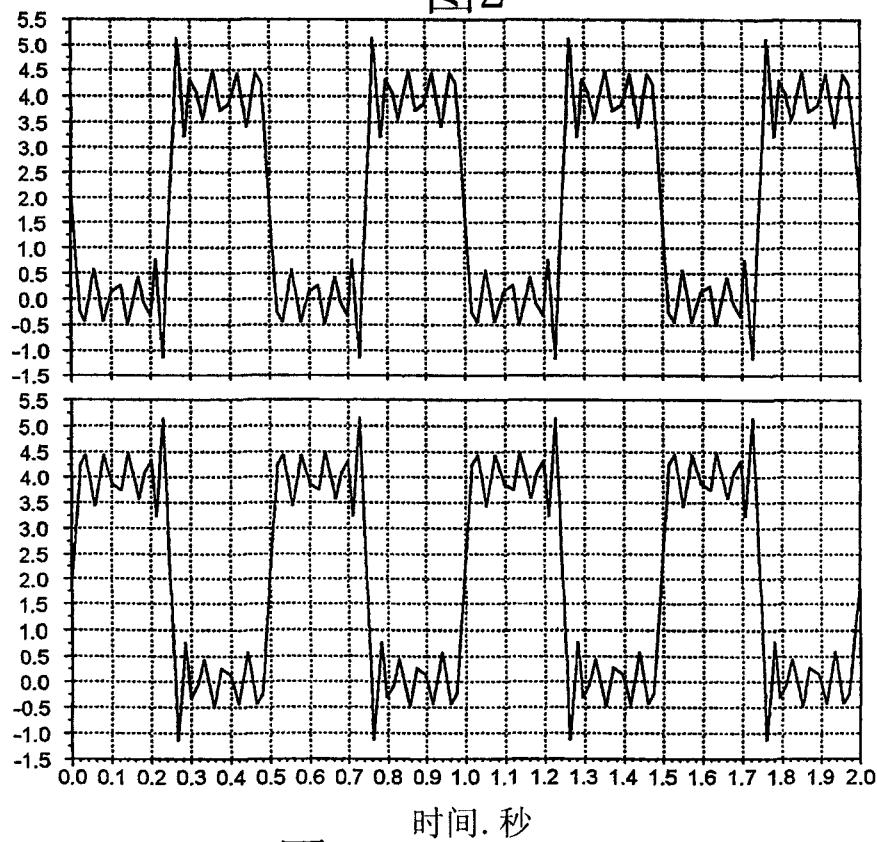


图3

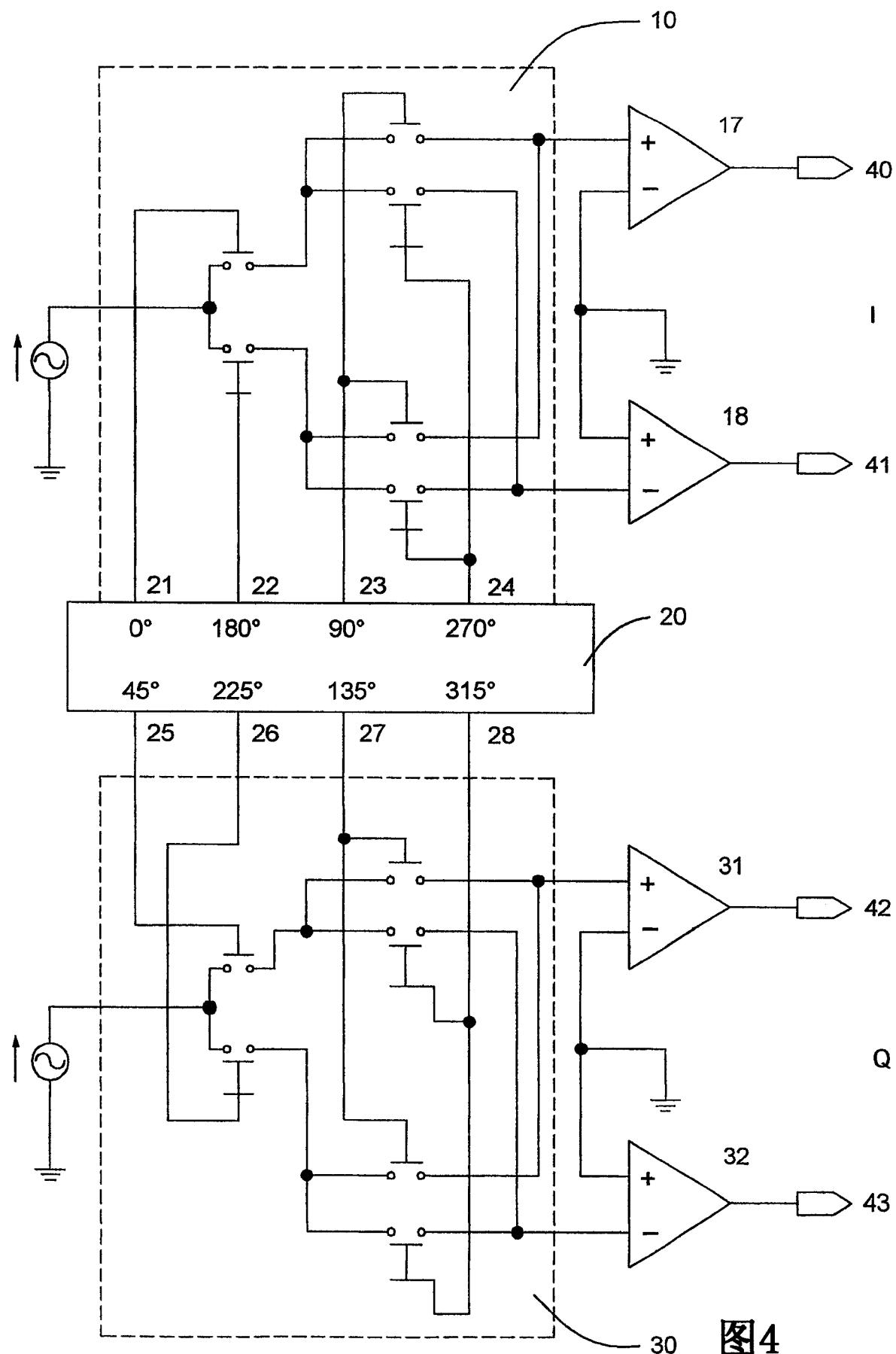


图4

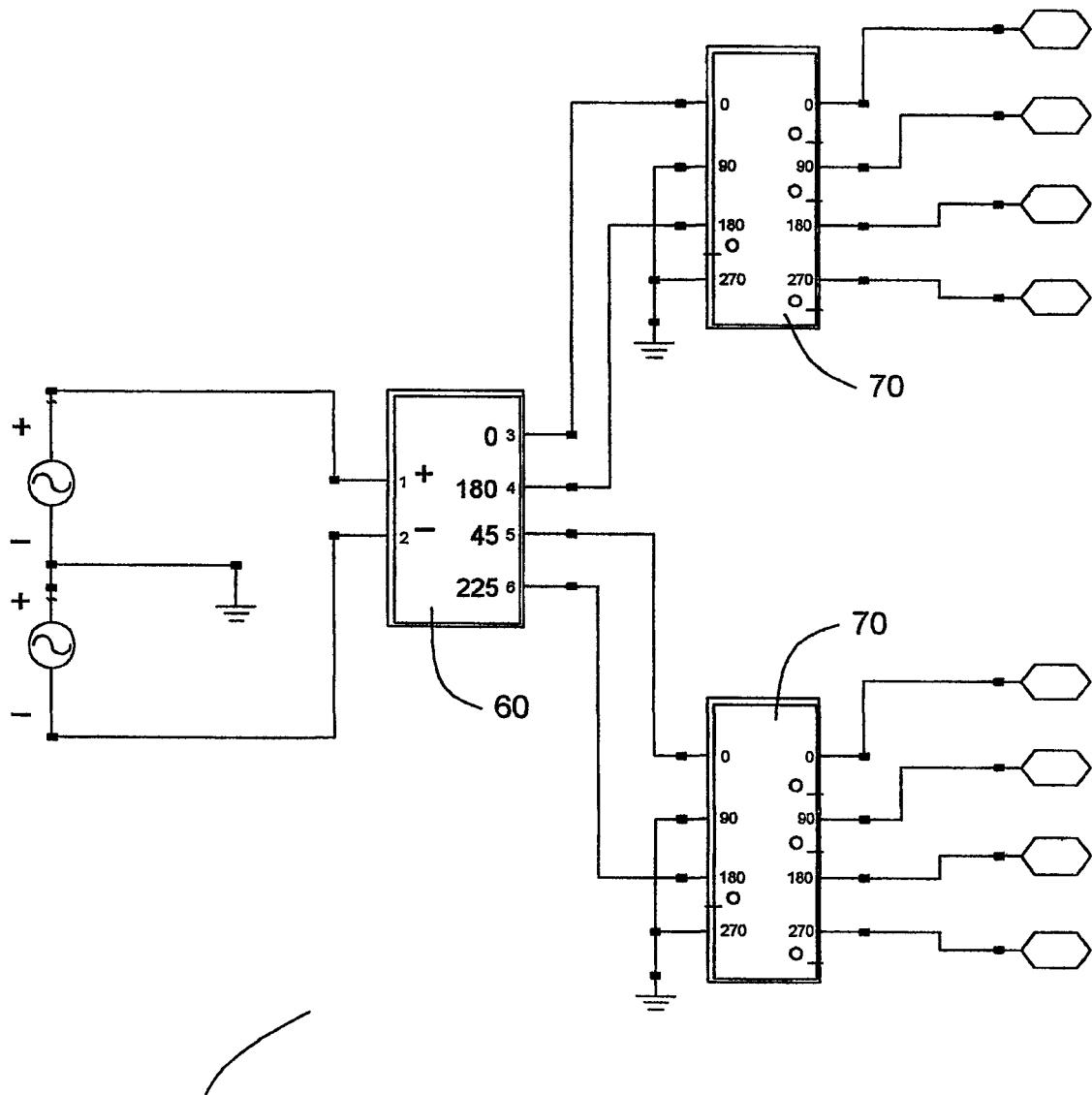


图5

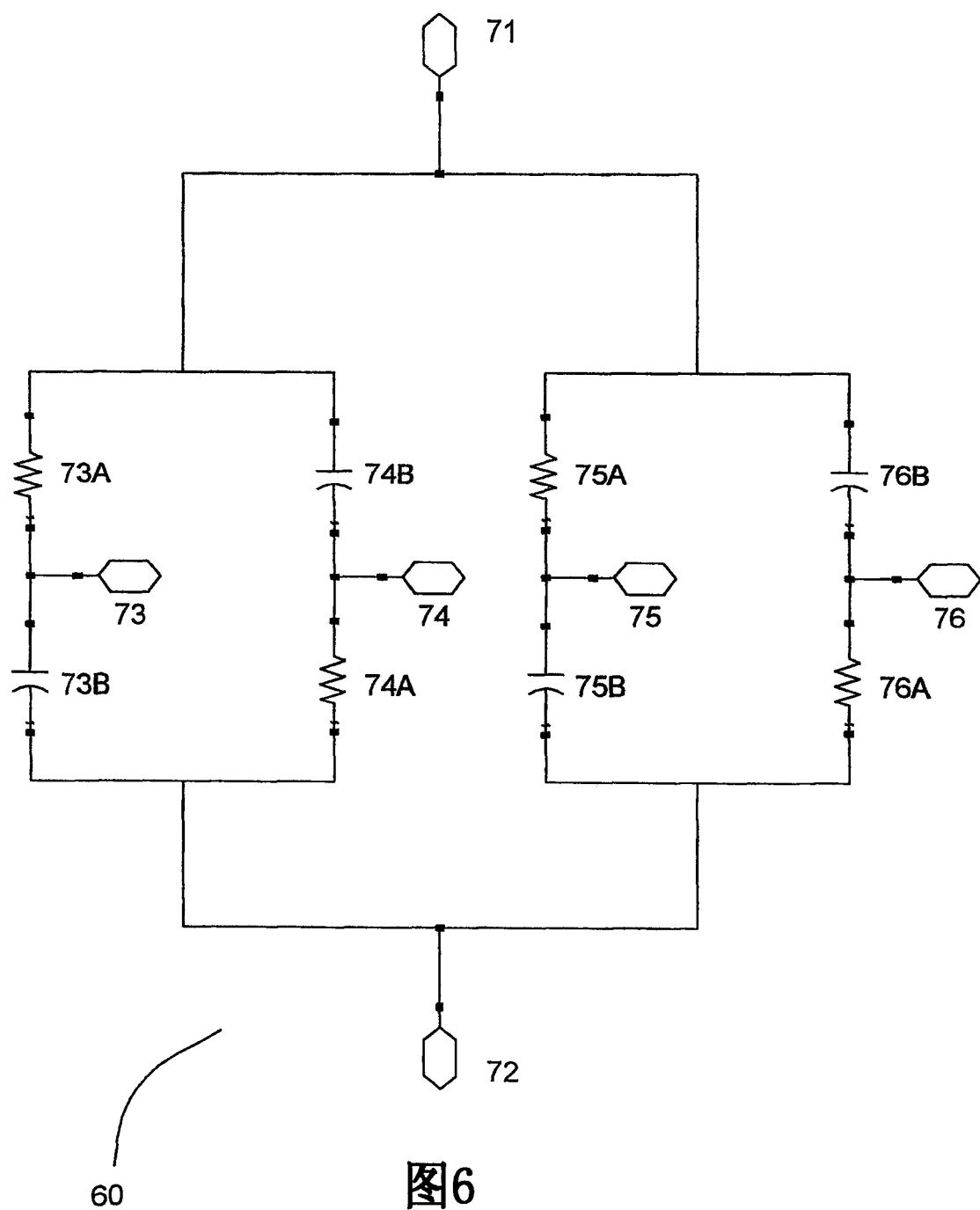


图6

60

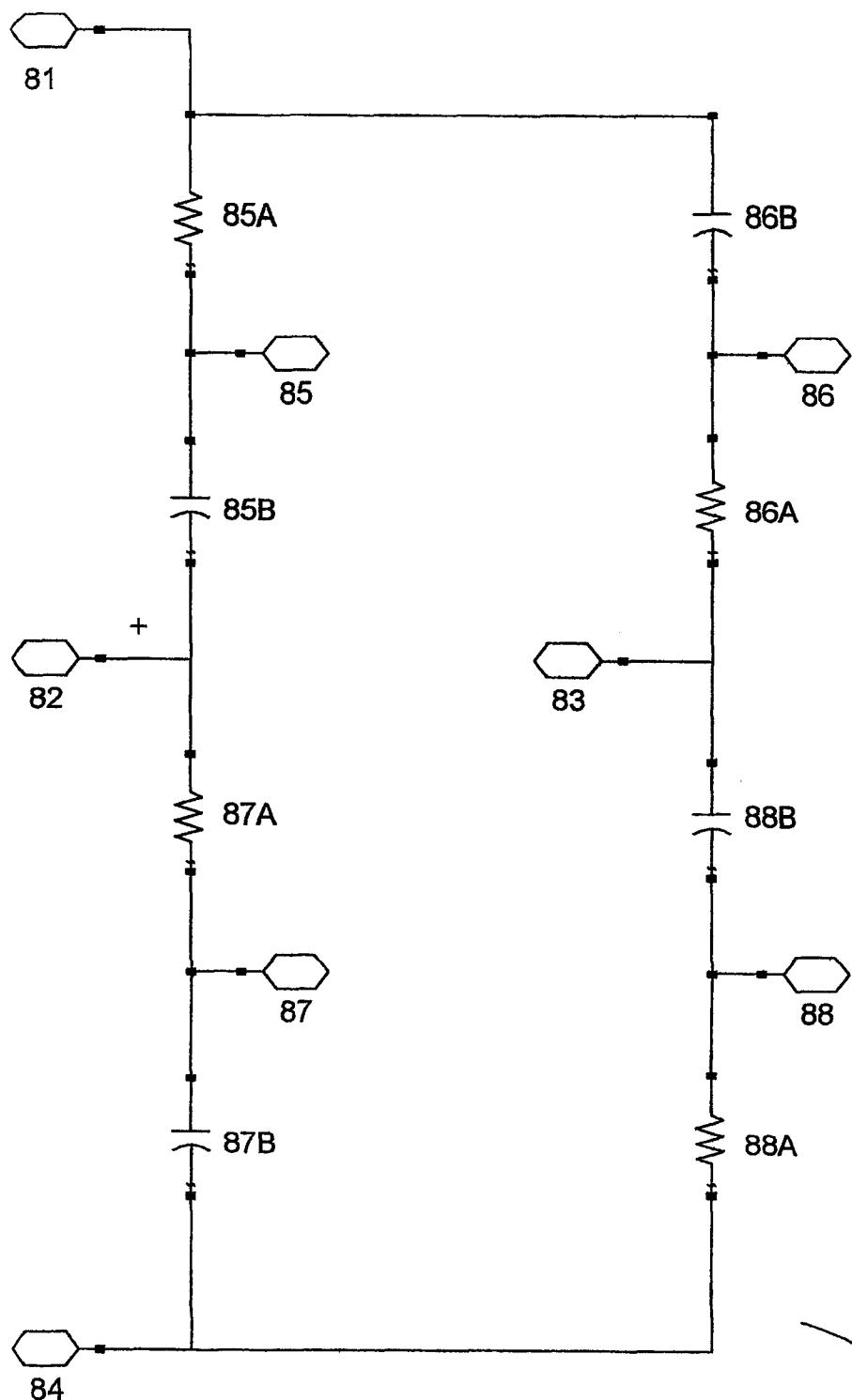


图7

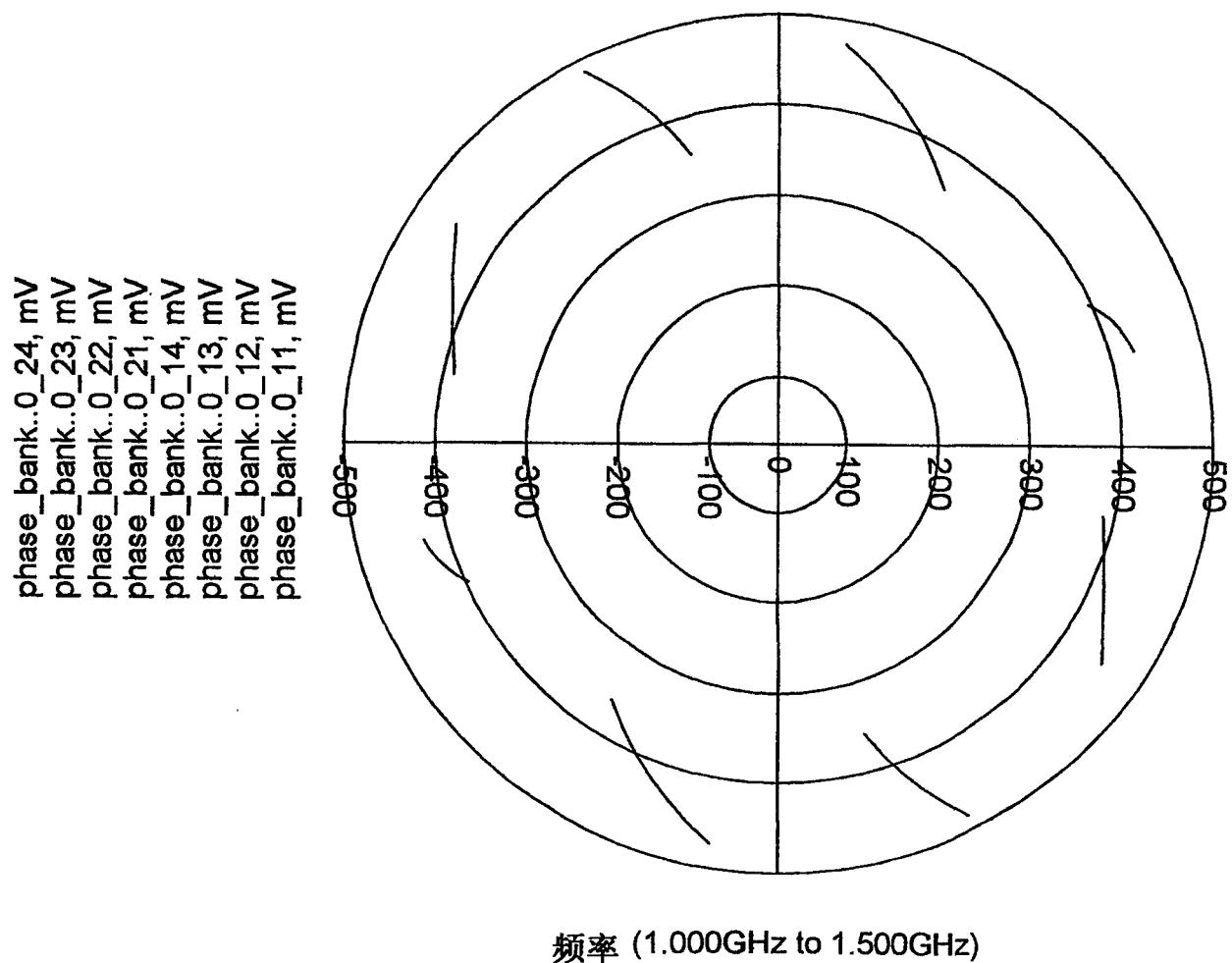


图8

