

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04L 27/14

H04L 27/22 H04L 27/38



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 99800691.2

[45] 授权公告日 2003 年 7 月 9 日

[11] 授权公告号 CN 1114304C

[22] 申请日 1999.4.26 [21] 申请号 99800691.2

[30] 优先权

[32] 1998. 5. 6 [33] US [31] 60/084415

[32] 1998. 6. 30 [33] US [31] 09/107635

[86] 国际申请 PCT/IB99/00750 1999.4.26

[87] 国际公布 WO99/57912 英 1999.11.11

[85] 进入国家阶段日期 2000.1.4

[71] 专利权人 皇家飞利浦电子有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 R·默辛德拉

审查员 李 卉

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

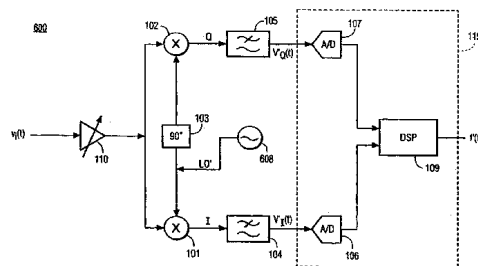
代理人 邹光新 张志醒

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 7 页

[54] 发明名称 零中频正交解调器的直流偏移补偿

[57] 摘要

本发明为 AMPS 蜂窝移动电话系统中的零中频调频正交解调器提供一种直流偏移补偿电路 (800)。引入一个频率偏移, 以便从调制信号中消除监测音频单音和曼彻斯特码的调制方法所固有的直流分量。本地振荡器 (608) 的工作频率跟用来将中频信号下变频到频率零的那个频率略有差别, 例如 5kHz。利用控制回路产生一个直流偏移信号, 从而消除本地振荡器 (608) 的泄漏所产生的直流分量。一段时间以后, 可以将控制回路冻结, 而本地振荡器 (608) 的频率偏移则可以取消。



1. 正交解调器 (115) 中补偿直流电压的一种系统, 包括:
接收中心频率为 f_c 的调制信号的装置;
- 5 将调制信号分成第一条通道和第二条通道传输的信号的装置;
将第一条通道的调制信号跟本地振荡器 (608) 信号混合 (101), 产生 I 通道信号的装置, 以及将第二条通道的调制信号跟本地振荡器 (608) 信号混合 (102) 产生 Q 通道信号的装置, 混频结果使得 I 通道信号跟 Q 通道信号的相位大约相差 90° , 其中本地振荡器 (608) 信号的频率跟中心频率
10 f_c 有一个偏移;
利用反馈网络 (800) 从混合后的调制信号中消除 (115) 直流分量的装置; 和
对混合后的调制信号解调 (115) 的装置。
2. 根据权利要求 1 所述的补偿直流电压的系统, 其中本地振荡器 (608)
15 的振荡频率从调制信号的中心频率调偏了大约 5 kHz。
3. 根据权利要求 1 或 2 所述的补偿直流电压的系统, 其中调制信号的中心频率大约是 85 MHz。
4. 根据权利要求 1 所述的补偿直流电压的系统, 其中的反馈网络 (800) 是用数字信号处理技术来实现的。
- 20 5. 根据权利要求 1 所述的补偿直流电压的系统, 其中的反馈网络 (800) 通过产生直流补偿信号来消除直流分量。
6. 根据权利要求 5 所述的补偿直流电压的系统, 还包括: 在反馈网络 (800) 里固定直流消除信号值的装置; 以及将本地振荡器 (608) 信号的频率设为近似等于调制信号中心频率的装置。
- 25 7. 一种在通信接收机里消除调制信号中的直流偏移的系统, 包括:
一个输入的通信信号, 其调制信号的中心频率为 f_c , 输入的通信信号中还有一个直流偏移分量;
一条 I 信号通道和一条 Q 信号通道, 每一条通道都跟输入通信信号相连, 其中 I 通道信号跟 Q 通道信号的相位相差大约 90° ;
- 30 一个本地振荡器 (608), 跟 I 信号通道和 Q 信号通道相连, 用于产生本振信号跟输入的通信信号混频, 本地振荡器 (608) 的振荡频率跟调制信号的中心频率之间有一个偏差;
一个补偿电路 (800), 跟 I 信号通道和 Q 信号通道相连, 用来从经过

混频以后的输入通信信号中消除直流偏移分量;

一个解调器(115),跟补偿电路(800)相连,用来对混频后的输入通信信号解调。

5 8. 根据权利要求7所述的系统,其中的补偿电路(800)是用数字信号处理技术实现的。

9. 根据权利要求7所述的系统,其中的补偿电路(800)是一个反馈网络(800),它通过引入一个直流补偿信号来消除直流偏移,这一直流补偿信号值可以由反馈网络(800)固定,并让它跟经过混频后的输入通信信号无关。

零中频正交解调器的直流偏移补偿

发明背景

5 本发明涉及解调器的补偿电路，更具体地说，涉及中频（IF）正交解调器电路。

移动电话大致分为蜂窝式电话和 PCS（个人通信系统）。蜂窝电话的载频是 900 MHz，而 PCS 的载频则是这一频率的两倍，即 1.9 GHz。所采用的模拟调制方法是频率调制（FM），而数字调制方法则有 CDMA
10 （码分多址）、TDMA（时分多址）和 FDMA（频分多址）。

正交调制/解调指的是对正交载波信号解调。调制器和解调器做在一块单片半导体芯片上。图 1 是现有技术中典型正交解调器的框图。这一解调器包括两个混频器 101 和 102，它们都有信号输入端、本地振荡器 108 信号输入端和低频输出端。将调制信号馈送给混频器
15 101，同时将本地振荡器 108 的 LO（本振）信号送给混频器 101。还将调制信号馈送给混频器 102，而本振信号 LO 经过一个移相器 103，相对输送给混频器 101 的本振信号 LO 产生 90°的相移以后，也馈送给混频器 102。

本地振荡器 108 往往会把它的信号 LO 泄漏到解调器系统的其它
20 部分中去。常常很难使混频器 101 和 102 保持平衡，使输入载波信号和本地振荡器 108 信号泄漏到调制高频信号中的电平跟输入信号 $v_i(t)$ 的电平相比足够小。泄漏过来的本振信号会导致话音信号明显失真。

Makinen 的美国专利第 5012208 号公布了一种有本振泄漏补偿的正交调制器。Makinen 利用一种电路，根据输出信号幅度变化和对应的调制信号之间的相互关系，给两个调制器信号加上互不相同的补偿
25 电压。但这一专利只涉及调制器，而不涉及解调器，它在本地振荡器中也没有频率偏移。

现有技术里的其它装置通过在 TDMA 时隙的保护间隙里关闭射频输入信号来进行直流偏移补偿（DC Offset Compensation）。但如果
30 这一直流偏移是调制信号本身的固有直流偏移，这一技术就失去了作用。因此，接收到信号时有必要使用直流偏移补偿。

一般而言，信号的其它部分也会产生直流分量。这些直流分量会

影响从本振泄漏中清除不需要的直流分量。因此有必要去除本振泄漏产生的不需要的直流分量以前补偿这些其它的直流分量。

发明简述

本发明为 AMPS 蜂窝移动电话系统中利用基本上为零中频调频解调提供一种直流偏移补偿方法。利用补偿反馈消除由本振泄漏产生的引起失真的直流偏移信号。导致泄漏直流偏移消除方法更加复杂化的其它直流分量，包括与监测音频单音和曼彻斯特码（“调制方法所固有的直流分量”）有关的那些直流分量，都可以通过将本振频率从信号频率略微调偏一点而隔离出来。本发明避免了在消除泄漏直流分量时使用产生失真的高通滤波器。

本发明用频率偏移来补偿监测音频单音和曼彻斯特码引起的直流分量。引入频率偏移的方法是让本振频率跟用来把中频频率下变频为零频率所需的频率略有差别，例如相差几千赫兹。如果中频是 85 MHz，就将本振调偏到 85.005 MHz，于是信号就被下变频到 5 kHz。另外还有一个数字信号处理控制回路产生一个直流偏移，以补偿本振的直流泄漏。这个控制环有一个积分器和一个增益系数 k 正比于直流偏移的放大器。频率偏移的作用是保证即使使用的是 SAT（监测音频单音）和曼彻斯特码，直流偏移控制环也能够正确地工作。一段时间以后可以冻结控制环，去掉本振的频率偏移。

附图简述

图 1 是现有技术中的正交解调电路的框图，它说明从本地振荡器有信号泄漏到电路的增益级和混频级里去；

图 2 是一个 I 和 Q 平面矢量图，它说明图 1 中的电路产生的需要频率偏移的调制矢量；

图 3 是一个时域图，它说明的是对于 10 kb/s 的 1111... 数据序列，曼彻斯特码调频信号的波形；

图 4 是一个 6 kHz 监测音频单音调频信号波形的时域图；

图 5 是 1 kHz 语音调制信号的时域图；

图 6 说明的是本发明的一个正交解调电路，其中的本振频率已经被调偏；

图 7 说明的是图 6 中本地振荡器的详细情况；

图 8 是图 6 中正交解调器的部分细节，其中的数字信号处理器反

馈回路对图 1 所示的本振泄漏产生的直流偏移进行补偿；和

图 9 中的 I 和 Q 平面矢量图说明图 6 所示电路的直流补偿效果。

优选实施方案详述

现在参考图 1，其中说明的是现有技术里 AMPS（高级移动电话系统）移动电话接收机中进行零中频解调的一个电路。零中频正交解调指的是将中频载波信号跟本振信号混频，以消除载波频率分量。在零中频正交解调系统里，本地振荡器的频率（ f_L ）通常都跟中频（ f_c ，在 AMPS 中是 85.0 MHz）相同。AMPS 输入信号一般都有许多分量：（a）话音信号，（b）载波信号，（c）监测音频单音，和（d）曼彻斯特码。其中的话音信号包括说话人发出的音频信号，是主要的信号分量。载波信号一般是用来调制话音信号的，而监测音频单音则用于呼叫者在小区之间漫游时重新调制话音信号，传给另一个基站。曼彻斯特码分量是用来在电话和小区基站之间传递 AMPS 协议控制信号的。在时间上平均以后，监测音频单音和曼彻斯特码产生一个固有直流调制分量。

电路 100 包括用于自动增益控制的可变增益放大器 110、混频器 101 和 102、 90° 移相器 103、低通滤波器 104 和 105、模数转换器（A/D）106 和 107、数字信号处理器（DSP）109 和本地振荡器 108。本地振荡器 108 最好是一个 VCTCXO（有温度补偿的压控晶体振荡器），PLL（锁相环）或者频率综合器产生本振信号。模数转换器 106、107 跟数字信号处理器 109 一起构成解调器 115。放大器 110 收到调制信号 $v_i(t)$ ，这一信号分成两路。在混频器 101 和 102 里，放大过的 $v_i(t)$ 信号跟本地振荡器 108 信号混频。移相器 103 将本振信号 L_0 的相位移动 90° 。低通滤波器 104 和 105 对混频器 101 和 102 的 I 和 Q 输出信号滤波，产生时变电压 $V_I(t)$ 和 $V_Q(t)$ ，其中的下标 Q 表示经过了移相的正交分量。（解调器 115 中的）DSP 109 对 $V_I(t)$ 和 $V_Q(t)$ 进行调频解调，获得一个解调数字信号 $f'(t)$ 。解调电路 100 一个明显的缺点是本地振荡器 108 信号（ f_c ）会泄漏到放大器 110 和混频器 101、102 中去，见图中的路线 l_1 、 l_2 和 l_3 。本地振荡器 108 的这些泄漏信号在 $V_I(t)$ 和 $V_Q(t)$ 中产生直流偏移，导致失真。本发明能够明显地消除由本地振荡器 108 泄漏产生的这一直流偏移。

在解调电路 100 中，输入信号可以用以下数学公式表示：

$$v_i(t) = \cos \left\{ 2\pi f_0 t + k \int_{-\infty}^t f(x) dx \right\} \quad (1)$$

其中的 f_0 是载频， k 是调制指数。零中频信号是（假设 $f_c = f_0$ ）：

$$v_i(t) = \cos \left\{ k \int_{-\infty}^t f(x) dx \right\} = \cos[\theta(t)] \quad (2)$$

$$v_Q(t) = \sin[\theta(t)] \quad (3)$$

5 其中的 $\theta(t)$ 是频率调制 $f(t)$ 在时间上积分得到的时变相位函数。

现在参考图 2，其中 I/Q 坐标系中的调制矢量 $R(t)$ 有一些偏转。假设没有话音调制，这一偏转就是由监测音频单音和曼彻斯特码产生的。标量分量 $V_i(t)$ 和 $V_Q(t)$ 分别是跟 I 轴夹角为 $\theta(t)$ 的调制矢量 $R(t)$ 10 在 I 和 Q 坐标轴上的投影。在 AMPS 系统里，SAT 和曼彻斯特码数据的调制指数很小。图 2 中的弧 AB 表示 SAT 和曼彻斯特码导致矢量 R_m 摆动的范围。下文将参考图 5 进一步介绍这一摆动。这种系统的调制指数正比于等式 (1) 中的 k 。SAT 和曼彻斯特码在时间上平均以后，有一个固有的时变直流成份，跟本地振荡器泄漏的固定直流分量叠加在一起。15 “调制固有直流分量”，也就是监测音频单音和曼彻斯特码在时间上平均以后得到的直流分量，在复平面内产生一个等价的直流偏移矢量 R_m ：

$$\bar{v}_{Im} + j\bar{v}_{Qm} = -R_m \quad (4)$$

监测音频单音和曼彻斯特码固有调制直流分量跟本地振荡器 108 20 的直流泄漏合在一起，使得本地振荡器泄漏 (l_1 、 l_2 和 l_3) 的消除变得非常困难。这一调制方法所固有的直流分量干扰了解调器 115，这样，直流补偿方案必须采取进一步的措施来消除本地振荡器直流泄漏的影响。为了有效地消除本地振荡器 108 泄漏产生的直流分量，有必要将本地振荡器的直流分量跟曼彻斯特和 SAT 信号产生的时变直流分量 25 分离出来。这是通过将本地振荡器 108 的频率略微调偏来实现的，就象下面将参考图 6 所做的介绍那样。

现在参考图 3~5，它们说明的是监测音频单音 (SAT)、曼彻斯特码和话音调制信号之间的关系。AMPS 中的 SAT 和曼彻斯特码都是调频

信号。曼彻斯特码是数字信号，其中的二进制值 {0, 1} 分别用相反的相位 [1, -1] 和 [-1, 1] 表示。在 AMPS 系统中曼彻斯特编码信号在电话和小区基站之间传递协议控制信号。对于 10 kb/s 的数据率，AMPS 中曼彻斯特码的特征频率为 10 kHz，如图 3 所示。这对应于周期

5 $T_{\text{MAN}}=100 \mu\text{s}$ 。曼彻斯特信号的频偏是：

$$\Delta f_{\text{MAN}} = 8 \text{ kHz}.$$

图 4 中的监测音频单音是一个正弦波，其特征频率为大约 6 kHz。在 AMPS 系统里，监测音频单音的作用是，当呼叫者在小区之间移动时，在基站之间重新调制话音信号。SAT 信号的频偏为 $\Delta f_{\text{SAT}} = 2 \text{ kHz}$ 。

10 因此，如图 4 所示，监测音频单音给载波 f_c 带来的偏移最大为 $f_c + \Delta f_{\text{SAT}}$ ，最小为 $f_c - \Delta f_{\text{SAT}}$ 。监测音频单音的周期 T_{SAT} 大约为 $167 \mu\text{s}$ 。曼彻斯特码和监测音频单音引起的相位变化 $\Delta\theta$ 可以从以下公式计算出来：

$$\Delta\theta(t) = k \int_0^{T/2} f(t) dt \quad (5)$$

15 相位 $\Delta\theta(t)$ 随时间的变化给信号 $R(t)$ 带来的影响画在图 2 中的 I/Q 平面上。

图 5 说明的是一个相应的话音调制信号 $R(t)$ 的波形。话音调制信号是载频为 f_c 的调频信号，频率范围为 $f_c + \Delta f_{\text{voice}}$ 到 $f_c - \Delta f_{\text{voice}}$ ，其中 Δf_{voice} 最大 = 8 kHz。这里， $\Delta\theta_{\text{voice}}(t) \gg \Delta\theta_{\text{SAT}}$ ， $\Delta\theta_{\text{voice}}(t) \gg \Delta\theta_{\text{MAN}}$ 以及 $\Delta\theta_{\text{voice}}(t) \gg 2\pi$ 。因此，图 2 中 $R(t)$ 绕 I/Q 平面的原点转了很多圈，而相位的变化 $\Delta\theta_{\text{voice}}(t) + \Delta\theta_{\text{SAT}}(t)$ 则产生了矢量 R_n ，由于 SAT 和曼彻斯特码的调制指数很小，它沿着弧 \overline{AB} 来回摆动。计算 $R(t)$ 和 $-R_n$ 的相对于时间的平均值，调制矢量 $R(t)$ 的平均值为零，但矢量 $-R_n$ 却有非零的标量平均值分量：

$$25 \quad \overline{V_I(t)} = v_{Im}, \quad \overline{V_Q(t)} = v_{Qm} \quad (6)$$

现在参考图 6，其中说明的是图 1 中的解调电路，这一电路使用了改进了的本地振荡器 608。改进了的解调电路 600 使用本地振荡器 608，其输出信号 LO' 的振荡频率为 $f_c + f_{\text{OFFSET}}$ 。本发明在本地振荡信号补偿方案里，通过将本地振荡器 608 的频率调偏，能够分离 SAT 和

30 曼彻斯特码的直流分量。这一频率偏移使得 SAT 和曼彻斯特分量的直

流偏移，跟本地振荡器 608 直流泄漏相比非常小。假设最佳中频 f_c 是 85 MHz，本地振荡器 608 的工作频率有一小偏移，例如 5 kHz，使其频率为 85.005 MHz。这样，中频或者射频的混频结果不会为零，而是有一个 5 kHz 的频率偏移 Δf 。这就消除了图 2 中由 SAT 和曼彻斯特

5 码直流分量产生的矢量 R_n ，从而能够用参考图 8 将讨论的反馈回路消除本地振荡器 108 泄漏产生的直流分量。

因此，本发明试图获得一个频率非常低的中频，例如 5 kHz，而不是零中频，使得本地振荡器泄漏的直流偏移消除之前，信号的 SAT/曼彻斯特分量的长期平均值就已经是零。如果 Δf 是频率偏移，那么

$$10 \quad V'_i(t) = \cos \left[2\pi\Delta ft + k \int_0^t f(x) dx \right] + v_{110} \quad (7)$$

和

$$\overline{V'_i(t)} \approx \overline{\cos(2\pi\Delta ft)} + v_{110} \approx 0 + v_{110} \quad (8)$$

其中 v_{110} = 本地振荡器泄漏在 I 通道里产生的静态直流偏移。这里

假定对于积分时间 $t=T$ ， $2\pi\Delta ft \gg k \int_0^t f(x) dx$ ，在 $t=T$ 这一段积分时间里，

15 直流偏移被消除。

现在参考图 7，其中说明的是图 6 中本地振荡器 608 的一个优选实施方案。本地振荡器 608 使用普通的有温度补偿的压控晶体振荡器 (VCTCXO) 702，产生一个稳定的基频 19.68 MHz。VCTCXO 702 接收频率控制信号 V_{AFC} 以维持精确的频率。在分频器 704 中用分频系数 R

20 将 VCTCXO 702 的输出信号分频。然后用混频器 706 检测分频信号的相位，并用滤波器 710 滤波。滤波器 710 是一个低通滤波器，用来滤去高频噪声和谐波。经过滤波器 710 滤波的信号 V_{TUNE} 用来控制压控振荡器 712，产生本地振荡器 608 的输出信号 LO' 。然后用分频器 714 将输出信号 LO' 进行 N 分频，并在混频器 706 中跟 VCTCOX 702 R 分频

25 以后的信号一起鉴相。在这一优选实施方案里，分频器 704 和 714 都是可编程的，从而可以精确控制从 VCTCXO 702 加到振荡器频率上去的频率偏移。

现在参考图 8，这一功能框图说明如何消除本地振荡器 608 泄漏

产生的直流偏移电压。在这一优选实施方案里，实际上是在解调器 115 中消除直流分量的，利用的是数字信号处理技术，处理图 8 的方案中的模拟分量（801、803、805 和 807）。图 8 中的模拟功能框图是用来说明本发明的。对本发明的目的而言，直流消除方法的模拟和数字方式都是等价的。还应当指出，图 8 只说明了 I 分枝的直流消除方法，而 I 和 Q 支路的消除方法是相同的。

图 8 中的 I 分枝包括放大器 110、混频器 101、滤波器 104 和补偿电路 800。从功能上看补偿电路 800 包括一个控制环，该控制环包括混频器 801、放大器 803、积分器 805 和低通滤波器 807。解调电路 100 的输入语音信号 $v_i(t)$ 是由放大器 110 收到，在混频器 101 里跟本地振荡器 108 信号（L0）混频的。这里应当指出，跟图 8 中的 I 分枝相同的 Q 分枝接收的是经过了移相器 103 移相的本地振荡器 608 信号。滤波器 104 将混频器 101 的信号滤波，然后传递给补偿电路 800。进入补偿电路以后，在混频器 801 里滤过波的信号跟反馈信号 809 混频。然后用放大器 803 将混频器输出信号 $V_i(t)$ 放大，并用积分器 805 在时间（t）上积分。积分器 805 输出的这一积分信号再用低通滤波器 807 滤波。在这一优选实施方案里，低通滤波器 807 是一个一阶 RC 滤波器。然后混频器 801 将低通滤波器 807 的反馈信号 809 跟滤波器 104 的输出信号混频。

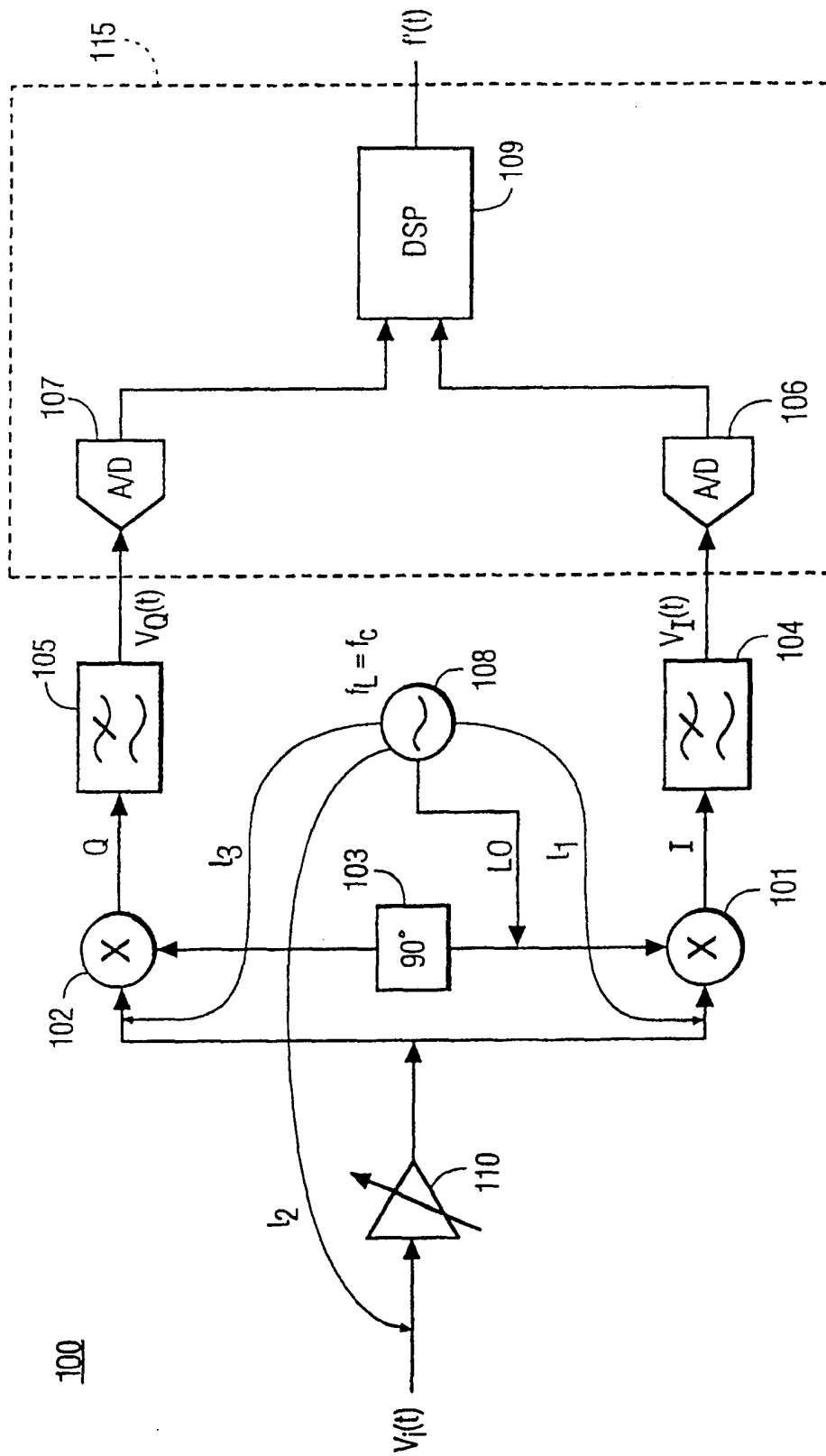
如同前面参考图 6 所做的讨论一样，解调电路 100 里有两个直流分量。调制方法所固有的直流分量是曼彻斯特信号和 SAT 信号引起的。另外，本地振荡器 108 的泄漏产生会导致失真的直流分量。除非这两个直流信号源可以分离出来，否则消除泄漏直流分量将非常困难。通过将本地振荡器 608 的频率略微调偏，跟泄漏直流分量相比，调制方法所固有的直流分量可以大大地减小，从而将泄漏直流分量隔离出来。然后可以很容易地用补偿电路 800 将这一隔离出来的泄漏直流分量消除掉。由于补偿电路 800 是用一个数字信号处理器 109 实现的，一旦用于消除泄漏直流分量的反馈信号 809 稳定下来，就可以将这个反馈信号的值固定下来。只要解调器 115 将反馈信号 809 确定下来，就可以去掉本地振荡器 608 中的微小频率偏移，恢复本地振荡器信号 L0' 的频率，使它跟输入信号 $v_i(t)$ 的 AMPS 载波频率（ f_c ）相同。

现在参考图 9, 其中 I/Q 平面上说明的是本地振荡器 108 的直流泄漏给信号造成的失真, 以及图 8 所示电路对解调器的补偿效果。矢量 $R'(t)$ 表示没有受到本地振荡器 108 的直流泄漏影响的话音调制信号, 而矢量 R_{L0} 则表示本地振荡器 108 的直流泄漏。本地振荡器泄漏矢量 R_{L0} 在 I 和 Q 坐标上的投影分别是 V_{I10} 和 V_{Q10} 。调制矢量在 I 和 Q 坐标上的投影分别是 $V_I(t)$ 和 $V_Q(t)$ 。矢量 R_{L0} 使得话音调制矢量 $R'(t)$ 从原点偏离到了 $R(t)$ 。

虽然直流偏移矢量 R_{L0} 的相位是常数, 也就是说, 在 I/Q 平面上它的方向不变, 但是调制矢量却绕原点转了许多圈, 因为频率偏移有明显的相位调制效应。频率偏移信号的相位调制是图 5 中调频信号曲线下的积分效果。频率曲线 $f(t)$ 在时间上的积分表示相位的变化, 以及话音调制矢量绕 I/Q 平面的原点所做的旋转。由于这一频率偏移, 矢量 $R(t)$ 绕 I/Q 平面的原点绕了许多圈。话音信号的半周期 $T_{\text{voice}}/2$ 大约为 0.5 ms, 即 500 μs , 而监测音频单音的 $T_{\text{SAT}}/2$ 则是大约 83 μs , 它要小得多。

然而, 本地振荡器的泄漏却导致调制矢量 $R(t)$ 的原点发生了偏移。因此, 由于 $R(t)$ 从图 2 中的原点发生了偏移, 直流偏移矢量 R_{L0} 使调制矢量 $R(t)$ 发生的偏移改变了调制电压 $V_I(t)$ 和 $V_Q(t)$ 。电压 $V_I(t)$ 和 $V_Q(t)$ 不再是简单的 $R(t)\cos\theta$ 和 $R(t)\sin\theta$ 。调制矢量 $R(t)$ 跟直流偏移矢量 R_{L0} 一起形成调制矢量 $R'(t)$, 它偏离了原点 0, 如图 9 所示。这导致了话音调制矢量 $R'(t)$ 中的失真, 这一失真由图 8 中补偿电路 800 来消除。

前面描述的这一优选实施方案是为了让本领域里的普通技术人员使用这一发明。对于本领域里的普通技术人员来说, 对这些实施方案进行修改而得到其它的实施方案是易如反掌的。例如, 虽然在优选实施方案里移相器 103 位于本地振荡器 608 和混频器 102 之间, 本领域的技术人员很容易就会发现将它放在混频器 102 之前的 $v_i(t)$ 信号通道上也是一样的。无论如何, I 信号通道与 Q 信号通道要有 90° 移相。因此, 本发明并不局限于这里的具体实施方案, 而是包括符合这里的原理和新特征的所有方案。



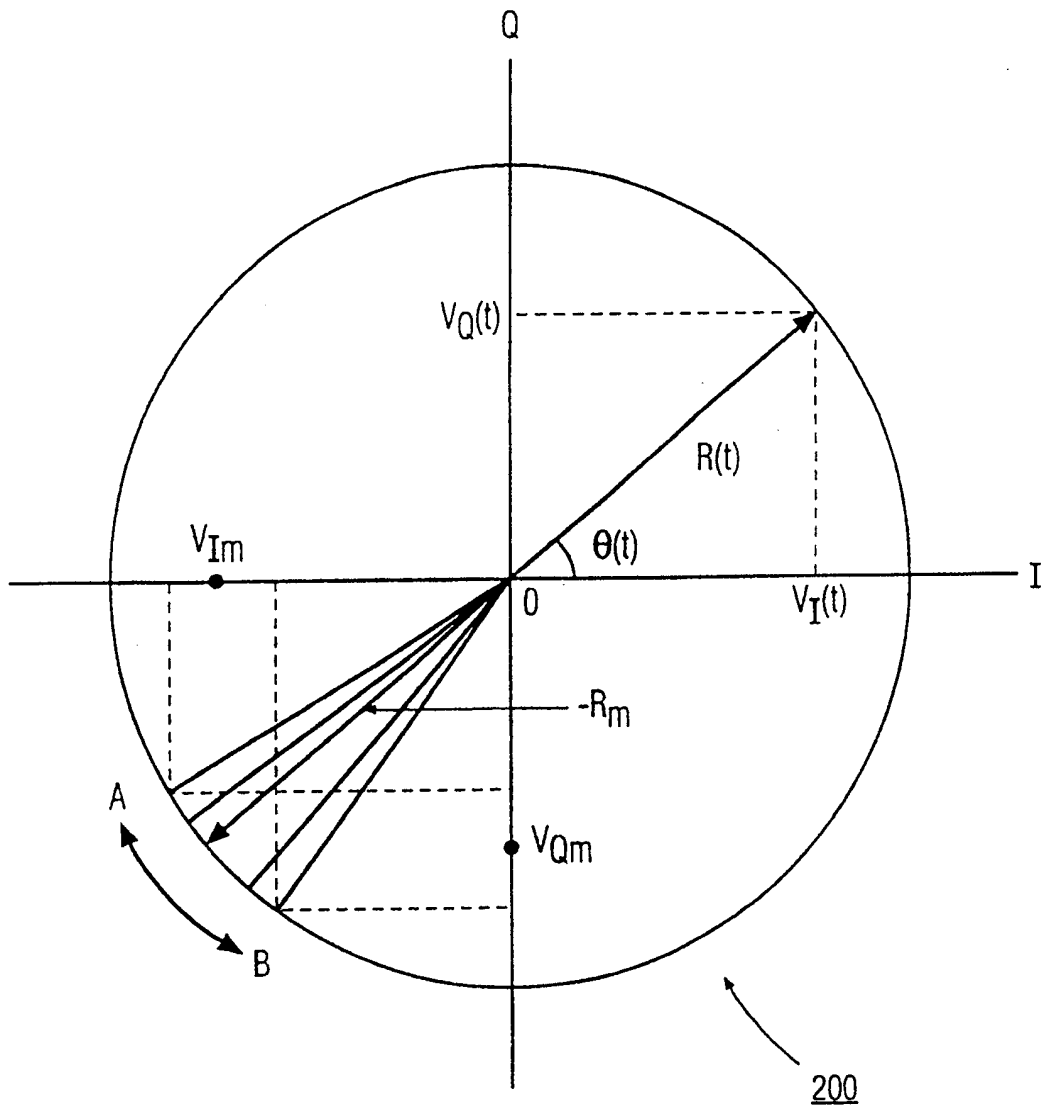


图 2

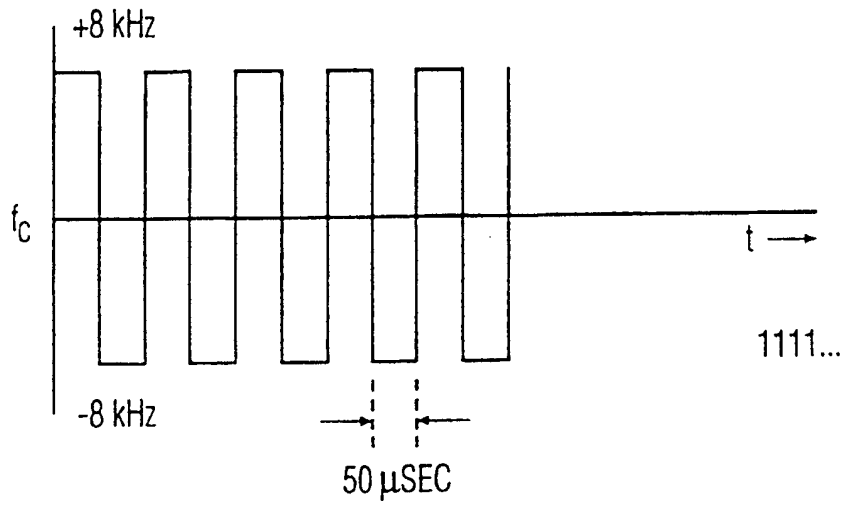


图 3

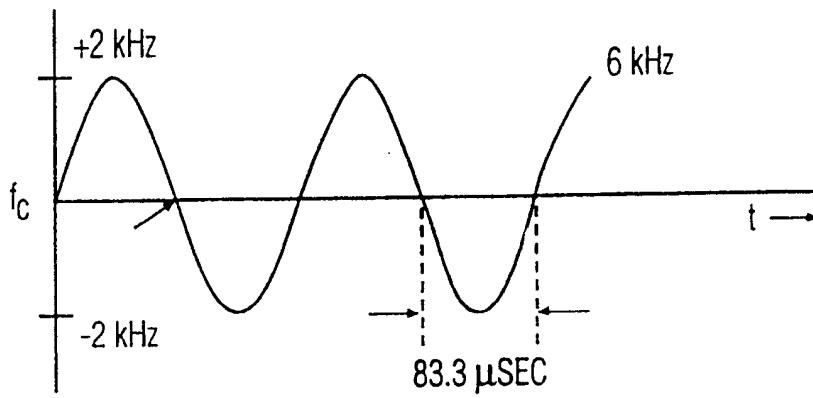


图 4

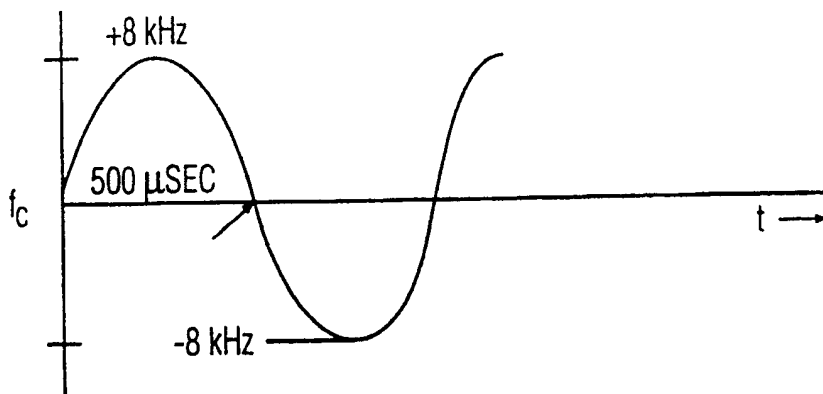


图 5

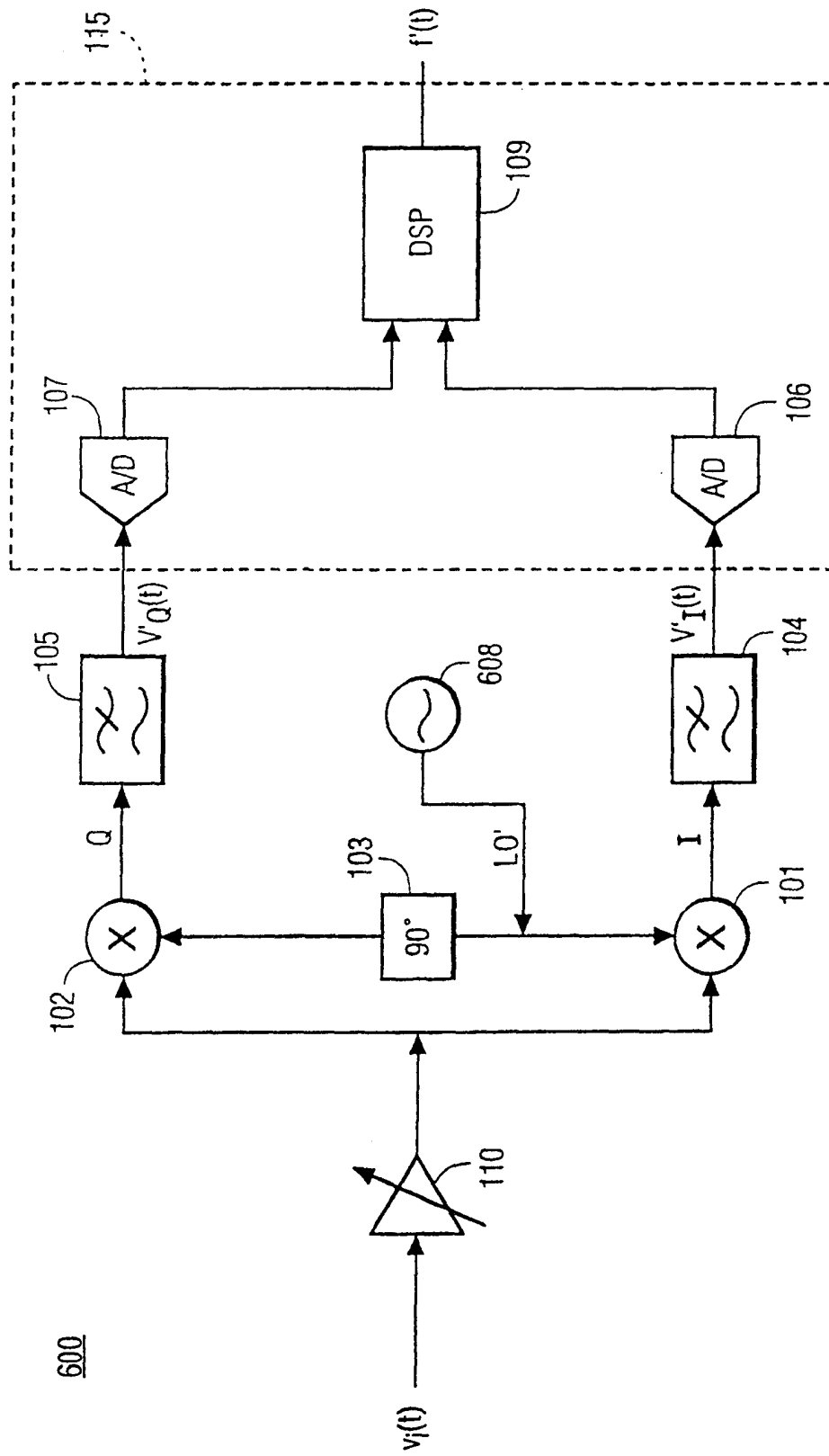


图 6

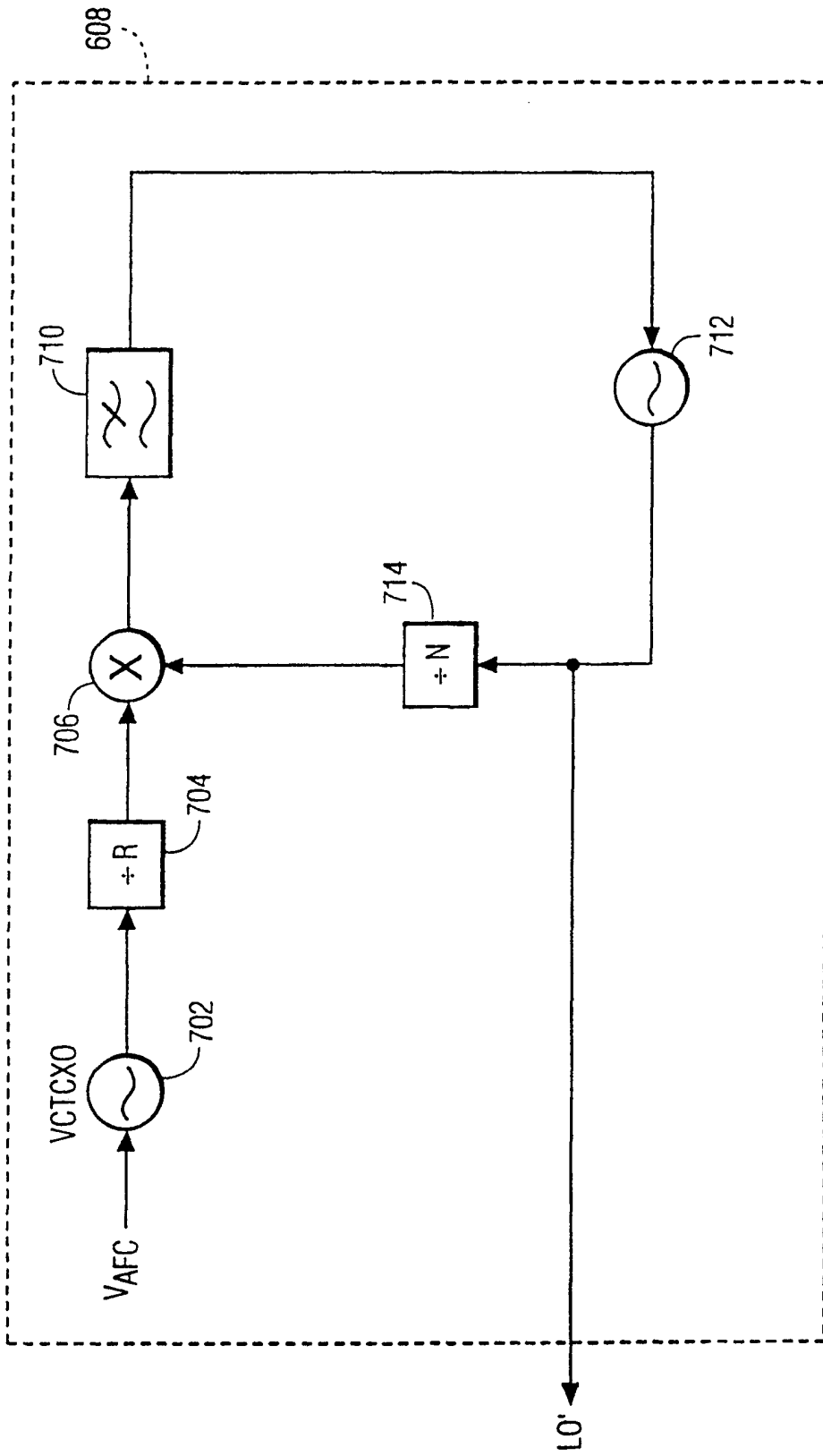


图 7

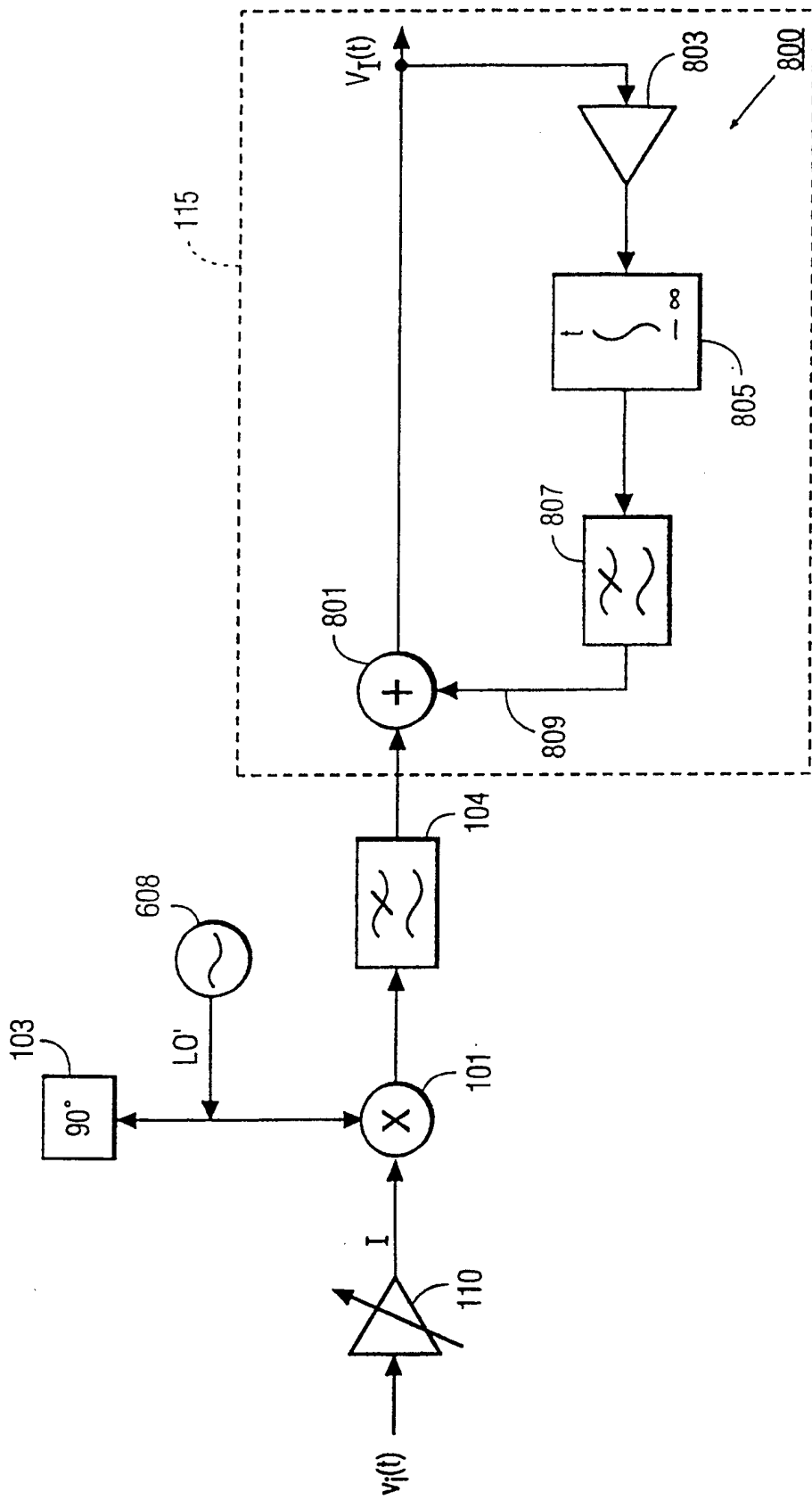


图 8

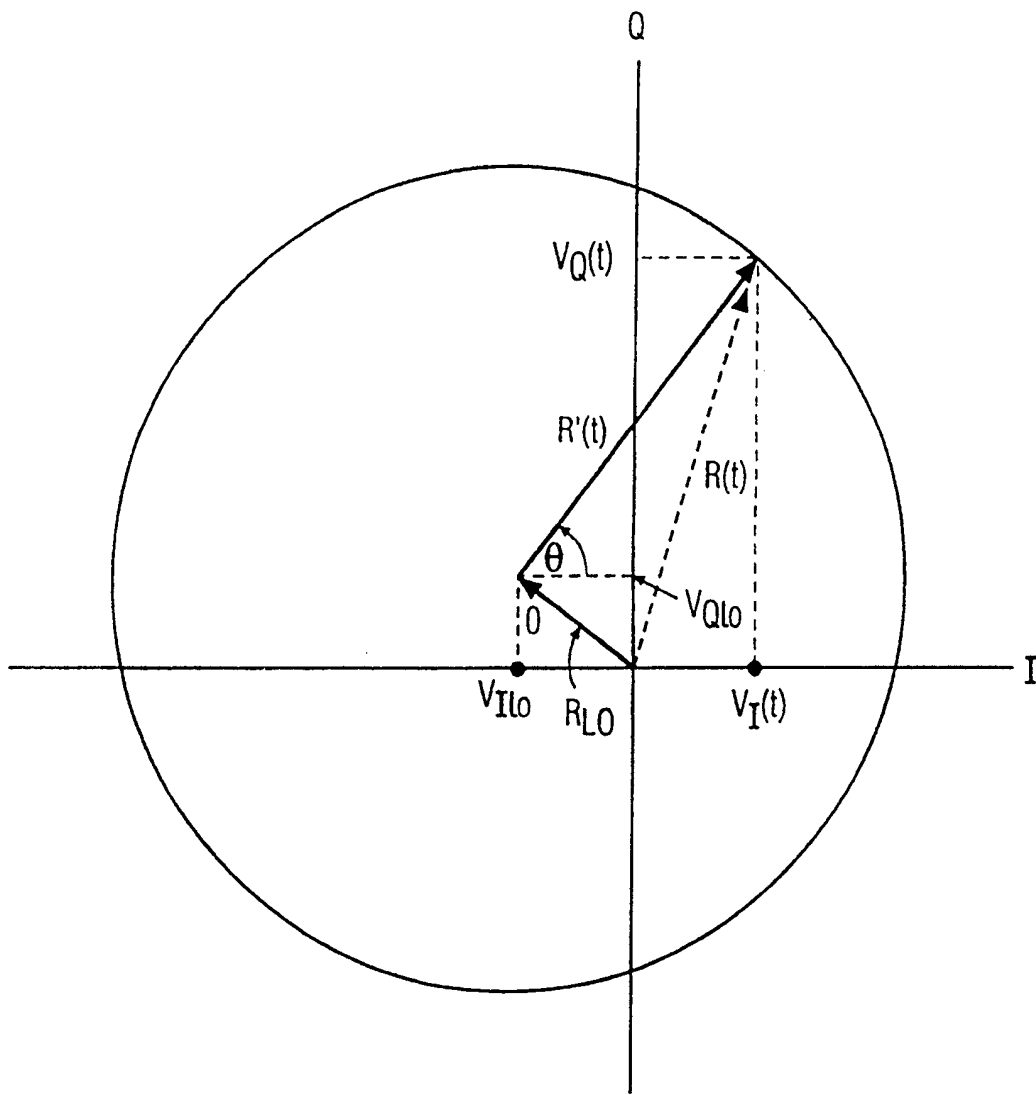


图 9