

1. 一种同步设备，利用接收信号与去扩展码之间的相关性，在该接收信号和该去扩展码之间建立同步化，该接收信号是码分多址扩展的信号，该去扩展码用于去扩展该接收信号，其特征在于，包括：

一个开关电路，用于输入所述的接收信号；

一个匹配滤波器，用于输入所述的开关电路的一个输出信号，和取得该输出信号与一个参考扩展码之间的相关性，并输出一个相关值；

一个探测判定电路，与所述的匹配滤波器相连接，用于根据所述的相关值来判断同步化的完成，和用于将该判断结果输出给所述的开关电路；和

一个相关检测器，用于输入所述的开关电路的另一个输出信号和信号取得在该另一个输出信号与其内的一个扩展码复制码产生器所产生的一个参考扩展码之间的相关值；

所述的开关电路根据所述的探测判定电路的输出，在异步状态期间将一个接收信号输出给所述的匹配滤波器，在同步化完成之后，将一个接收信号输出给所述的相关检测器；

所述相关检测器包括：

一个扩展码复制码产生器，用于产生相对于所述接收信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码，和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码；

一个第一乘法器，用以将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码；

一个第二乘法器，用以将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码；

一个第一平方律检测器，用于根据从所述的第一乘法器来的输出信号，检测出一个第一相关性检测信号，该信号表示在所述的码分多址扩展码的相位超前复制码与所述接收信号之间的相关性；

一个第二平方律检测器，用于根据从所述的第二乘法器来的输出信号，检测出一个第二相关性检测信号，该信号表示在所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码与所述接收信号之间的相关性；

一个加法器，用以将所述的第一和第二相关性检测信号反相相加；

时钟发生电路，用于产生一种时钟信号，其相位由所述的加法器的输出来控制，以便控制所述的扩展码复制码产生器。

2. 一种同步设备，内含一个相关检测器，利用在接收信号与去扩展码之间的相关性，维持该接收信号与该去扩展码之间的同步化，该接收信号是码分多址扩展的信号，该去扩展码用于去扩展该接收信号，所述的相关检测器，其特征在于，包括：

一个扩展码复制码产生器，用于产生具有相同相位的码分多址扩展信号的同相复制码，和用于产生相对于所述接收信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码，和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码；

一个第一乘法器，用以将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码，以输出一个第一相关性检测信号；

一个第二乘法器，用以将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码，以输出一个第二相关性检测信号；

一个载波频率误差补偿器，用于补偿与所述第一和第二相关

性检测信号有关的载波频率误差;

一个加法器,用以将已经由所述的载波频率误差补偿装置补偿的所述第一和第二相关性检测信号反相相加;

一个平均电路,用于沿一时间轴平均所述加法器的输出信号;

一个第三乘法器,用以将所述的接收信号乘以从所述扩展器复制码产生器来的所述的码分多址扩展码的同相复制码;

一个积分电路,用以对所述的第三乘法器的输出信号进行积分;

一个自动频率控制电路,用于根据所述的积分电路的输出信号检测所述的载波频率误差,并将所述的载波频率误差输出到所述的载波频率误差补偿器;

一个解调制器,用于根据所述的自动频率控制电路的输出信号、产生接收数据的判定信号;

一个反调制电路,用于由所述的接收数据的判定信号反调制所述平均电路的输出信号;

时钟发生电路,用于产生一种时钟信号,其相位由所述的反调制电路的输出来控制,以便控制所述的扩展码复制码产生器。

3.一种同步设备,利用接收信号与去扩展码之间的相关性,在该接收信号和该去扩展码之间建立同步化,该接收信号是码分多址扩展的信号,该去扩展码用于去扩展该接收信号,其特征在于,包括:

一个开关电路,用于输入所述的接收信号;

一个匹配滤波器,用于输入所述的开关电路的一个输出信号,和取得该输出信号与一个参考扩展码之间的相关性,并输出一个相关值;

一个探测判定电路,与所述的匹配滤波器相连接,用于根据所述这的相关值来判断同步化的完成,和用于将该判断结果输出给所述的开关电路;和

一个相关检测器，用于输入所述的开关电路的另一个输出信号和取得在该另一个输出信号与其内的一个扩展码复制码产生器内产生的一个参考扩展码之间的相关值；

所述的开关电路根据所述的探测判定电路的输出，在异步状态期间将一个接收信号输出给所述的匹配滤波器，在同步化完成之后，将一个接收信号输出给所述的相关检测器；

所述的相关检测器包括：

一个扩展码复制码产生器，用于产生具有相同相位的码分多址扩展信号的同相复制码，和用于产生相对于所述接收信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码，和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码；

一个第一乘法器，用以将所述的接收信号相乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码，以输出一个第一相关性检测信号；

一个第二乘法器，用以将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码，以输出一个第二相关性检测信号；

一个载波频率误差补偿器，用于补偿与所述第一和第二相关性检测信号有关的载波频率误差；

一个加法器，用以将已经由所述的载波频率误差补偿装置补偿的所述第一和第二相关检测信号反相相加；

一个平均电路，用于沿一时间轴平均所述加法器的输出信号；

一个第三乘法器，用以将所述的接收信号乘以从所述扩展器复制码产生器来的所述的码分多址扩展码的同相复制码；

一个积分电路，用以对所述的第三乘法器的输出信号进行积分；

一个自动频率控制电路，用于根据所述的积分电路的输出信号检测所述的载波频率误差，并将所述的载波频率误差输出到所述的载波频率误差补偿器；

一个解调制器，用于根据所述的自动频率控制电路的输出信号，产生接收数据的判定信号；

一个反调制电路，用于由所述的接收数据的判定信号反调制所述平均电路的输出信号；

时钟发生电路，用于产生一种时钟信号，其相位由所述的反调制电路的输出来控制，以便控制所述的扩展码复制码产生器。

4. 一种码分多址通信设备，其内设有一个同步设备，该同步设备利用接收信号与去扩展码之间的相关性，在该接收信号和该去扩展码之间建立同步化，该接收信号是码分多址扩展的信号，该去扩展码用于去扩展该接收信号，该码分多址通信设备其特征在于，包括：

一个正交检测器，用于根据两个已检测的、其相位相互正交的信号，来正交地检测所述的码分多址扩展的接收信号；

两个模/数转换器，分别地用以将两个已检测信号转换为数字信号；

两个开关电路，分别用于输入所述的两个数字信号；

两个匹配滤波器，用于输入所述的两个开关电路的输出信号之中的一个，和取得该输出信号与一个参考扩展码之间的相关性，以输出相关值；

探测判定电路，分别地与所述的两个匹配滤波器相连接，用于根据所述这的相关值来判断同步化的完成，和用于将该判断结果输出给所述的开关电路；和

一个相关检测器，用于输入所述的两个开关电路的另一个输出信号和取得在该另一个输出信号与其内的一个扩展码复制码产

生器内产生的一个参考扩展码之间的相关值;

所述的两个开关电路根据所述的探测判定电路的输出, 在异步状态期间将一个接收信号输出给所述的匹配滤波器, 在同步化完成之后, 将一个接收信号输出给所述的相关检测器;

所述相关检测器包括:

两个扩展码复制码产生器, 分别地用于产生相对于所述的两个数字信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码, 和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码;

两个第一乘法器, 分别地用以将所述的两个数字信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码;

两个第二乘法器, 用以将所述的两个数字信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码;

两个第一平方律检测器, 用于根据从所述的第一乘法器来的输出信号, 检测一个第一相关性检测信号, 该信号表示在所述的码分多址扩展码的相位超前复制码与所述的两个数字信号之间的相关性;

两个第二平方律检测器, 用于根据从所述的第二乘法器来的输出信号, 检测第二相关性检测信号, 该信号表示在所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码与所述的两个数字信号之间的相关性;

两个第一加法器, 用以将所述的第一和第二相关性检测信号相加;

一个第二加法, 用以将所述的第一加法器的输出反相相加; 和

时钟发生电路, 用于产生一种时钟信号, 其相位由一个第三加法器的输出来控制, 以便控制所述的扩展码复制码产生器。

5. 一种码分多址通信设备, 其内设有一个同步化设备, 该同

步设备含有一个相关检测器，利用接收信号与去扩展码之间的相关性，在该接收信号和该去扩展码之间维持同步化，该接收信号是码分多址扩展的信号，该去扩展码用于去扩展该接收信号，所述的码分多址通信设备利用一个正交检测器和两个模/数转换器来获得两个数字信号，所述的正交检测器，用于根据两个已检测的、其相位相互正交的信号，来正交地检测所述的码分多址扩展的接收信号，所述的两个模/数转换器，分别地用以将两个已检测信号转换成为数字信号；

所述的相关检测器包括：

一个扩展码复制码产生器，用于产生具有相同相位的码分多址扩展码的同相复制码，和用于产生相对于所述的两个数字信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码，和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码；

一个第一乘法器，用以分别地将所述的两个数字信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码；

一个第二乘法器，用以分别地将所述的两个数字信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码；

一个载波频率误差补偿器，用于补偿与所述两个第一和第二相关性检测信号有关的载波频率误差；

一个加法器，用以将已经由所述的载波频率误差补偿装置补偿的所述第一和第二相关检测信号反相相加；

一个平均电路，用于沿一时间轴平均所述加法器的输出信号；

两个第三乘法器，分别地用以将所述的两个数字信号乘以从所述扩展器复制码产生器来的所述的码分多址扩展码的同相复制码；

两个积分电路，分别地用以对所述的第三乘法器的输出

信号进行积分;

一个自动频率控制电路, 用于根据所述的两个积分电路的输出信号检测所述的载波频率误差, 并将所述的载波频率误差输出到所述的载波频率误差补偿器;

一个解调制器, 用于根据所述的自动频率控制电路的输出信号、产生接收数据的判定信号;

一个反调制电路, 用于由所述的接收数据的判定信号反调制所述平均电路的输出信号; 和

时钟发生电路, 用于产生一种时钟信号, 其相位由所述的反调制电路的输出来控制, 以便控制所述的扩展码复制码产生器。

6. 一种码分多址通信设备, 其内设有一个同步设备, 该同步设备利用接收信号与去扩展码之间的相关性, 在该接收信号和该去扩展码之间建立同步化, 该接收信号是码分多址扩展的信号, 该去扩展码用于去扩展该接收信号, 该码分多址通信设备其特征在于, 包括:

一个正交检测器, 用于根据两个已检测的、其相位相互正交的信号, 来正交地检测出所述的码分多址扩展的接收信号;

两个模/数转换器, 分别地用以将两个已检测信号转换为数字信号;

两个开关电路, 分别用于输入所述的两个数字信号;

两个匹配滤波器, 用于输入所述的两个开关电路的输出信号之中的一个, 和取得该输出信号与一个参考扩展码之间的相关性, 以输出相关值;

探测判定电路, 分别地与所述的两个匹配滤波器相连接, 用于根据所述这的相关值来判断同步化的完成, 和用于将该判断结果输出给所述的开关电路; 和

一个相关检测器, 用于输入所述的两个开关电路的另一个输

出信号和取得在该另一个输出信号与其内的一个扩展码复制码产生器内产生的一个参考扩展码之间的相关值;

所述的两个开关电路根据所述的探测判定电路的输出, 在异步状态期间将一个接收信号输出给所述的匹配滤波器, 在同步化完成之后, 将一个接收信号输出给所述的相关检测器;

所述相关检测器包括:

一个扩展码复制码产生器, 用于产生具有相同相位的码分多址扩展信号的同相复制码, 和用于产生相对于所述接收信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码, 和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码;

两个第一乘法器, 分别地用以将所述的两个数字信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码, 以输出第一相关性检测信号;

两个第二乘法器, 分别地用以将所述的两个数字信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码, 以输出第二相关性检测信号;

一个载波频率误差补偿器, 用于分别地补偿与所述第一和第二相关性检测信号有关的载波频率误差;

一个加法器, 用以将已经由所述的载波频率误差补偿装置补偿的所述第一和第二相关检测信号反相相加;

一个平均电路, 用于沿一时间轴平均所述加法器的输出信号;

两个第三乘法器, 分别地用以将所述的两个数字信号乘以从所述扩展器复制码产生器来的所述的码分多址扩展码的同相复制码;

两个积分电路, 分别地用以对所述的第三乘法器的输出信号进行积分;

一个自动频率控制电路，用于根据所述的两个积分电路的输出信号检测所述的载波频率误差，并将所述的载波频率误差输出到所述的载波频率误差补偿器；

一个解调制器，用于根据所述的自动频率控制电路的输出信号、产生接收数据的判定信号；

一个反调制电路，用于由所述的接收数据的判定信号反调制所述平均电路的输出信号；

时钟发生电路，用于产生一种时钟信号，其相位由所述的反调制电路的输出来控制，以便控制所述的扩展码复制码产生器。

7. 一种同步方法，利用接收信号和去扩展码之间的相关值在该接收信号和该去扩展码之间建立同步化，该接收信号是码分多址扩展的信号，该去扩展码用于去扩展所述的接收信号，其特征在于，该方法包括以下步骤：

利用一个匹配滤波器，取得在所述接收信号与一个参考扩展码之间的相关值，以便执行初始的探测；和

取得在该接收信号与该参考扩展码之间的相关性，以便在完成同步化之后进行跟踪；

所述的跟踪步骤包括以下步骤：

产生相对于所述接收信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码，和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码；

第一乘法，将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码；

第二乘法，将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码；

利用平方律检测，根据从所述的第一乘法步骤的输出，检测一个第一相关性检测信号，该信号表示在所述的码分多址扩展码

的相位超前复制码与所述接收信号之间的相关性;

利用平方律检测, 根据从所述的第二乘法步骤的输出, 检测一个第二相关性检测信号, 该信号表示在所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码与所述接收信号之间的相关性;

将所述的第一和第二相关性检测信号反相相加; 和

根据所述的相加步骤的输出, 控制待输出的复制码的相位。

8. 一种同步方法, 利用一个相关检测器并利用接收信号和去扩展码之间的相关值, 跟踪在该接收信号和该去扩展码之间的同步化, 该接收信号是码分多址扩展的信号, 该去扩展码用于去扩展所述的接收信号, 所述的跟踪步骤其特征在于, 包括以下步骤:

产生具有相同相位的码分多址扩展信号的同相复制码, 和产生相对于所述接收信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码, 和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码;

第一乘法, 将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码, 以输出第一相关性检测信号;

第二乘法, 将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码, 以输出第二相关性检测信号;

补偿与所述的第一和第二相关性检测信号有关的载波频率误差;

将已经在所述的载波频率误差补偿步骤补偿的所述第一和第二相关性检测信号反相相加;

沿一时间轴平均所述加法步骤的输出;

第三乘法, 将所述的接收信号乘以从所述扩展器的同相复制码;

对所述的第三乘法步骤的输出进行积分;

根据所述的积分步骤的输出, 检测所述的载波频率误差, 以便在所述的载波频率误差补偿步骤中利用所述的载波频率误差;

根据所述的积分步骤的输出，产生接收数据的判定信号；
用所述的接收数据的判定信号反调制所述的平均步骤的输出；

根据在所述的反调制步骤的输出，控制待输出的复制码的相位。

9. 一种同步方法，利用接收信号和去扩展码之间的相关值在该接收信号和该去扩展码之间建立同步化，该接收信号是码分多址扩展的信号，该去扩展码用于去扩展所述的接收信号，其特征在于，该方法包括以下步骤：

利用一个匹配滤波器，取得在所述接收信号与一个参考扩展码之间的相关值，以便执行初始的探测；和

取得在该接收信号与该参考扩展码之间的相关性，以便在完成同步化之后进行跟踪；

所述的跟踪步骤包括以下步骤：

产生具有相同相位的码分多址扩展信号的同相复制码，和产生相对于所述接收信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码，和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码；

第一乘法，将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码，以输出第一相关性检测信号；

第二乘法，将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码，以输出第二相关性检测信号；

补偿与所述的第一和第二相关性检测信号有关的载波频率误差；

将已经在所述的载波频率误差补偿步骤补偿的所述第一和第二相关检测信号反相相加；

沿一时间轴平均所述加法步骤的输出；

第三乘法，将所述的接收信号乘以从所述扩展码的同相

复制码;

将所述的第三乘法步骤的输出进行积分;

根据所述的积分步骤的输出,检测所述的载波频率误差,
以便将所述的载波频率误差用于所述的载波频率误差补偿步骤;

根据所述的积分步骤的输出,产生接收数据的判定信号;

用所述的接收数据的判定信号反调制所述的平均步骤的
输出;

根据在所述的反调制步骤的输出,控制待输出的复制码
的相位。

同步设备和码分多址通信设备及其同步的方法

本发明涉及 CDMA(码分多址)系统中的无线接收机的相关检测器,该 CDMA 系统在移动通信中采用扩展频谱进行多址联接。

本发明特别涉及 CDMA 同步电路,用于同步扩展码,在 CDMA 通信的接收信号中将该接收信号去扩展成扩展码。

CDMA 通信使用速度高于信息速度的扩展码,通过将信息扩展成宽带信号进行多址联接传播,并大致分为用高速扩展码扩展已调信号的直接序列(DS)系统,和跳频(FH)系统。FH 系统将每个码元分解成更小的被称作码片(chips)的单元,并以高速将该码片翻译成具有不同中心频率的信号。由于 FH 系统难于实现,通常使用 DS 系统。DS 系统通过在接收端去扩展接收的宽带输入信号,然后进行解调来恢复原始窄带信号。在去扩展过程中,要在包括在该接收信号中的扩展码和接收端产生一个扩展码之间进行相关检测。

为此,用于接收 DS 系统中的扩展信号的接收机通常被提供一个在该接收信号中的 PN 序列(接收的 PN 序列)的复制的序列(replica)(参考 PN 序列),并在参考 PN 序列和接收的 PN 序列之间建立同步。图 1 示出使用一个匹配滤波器的常规同步电路。一个

带有抽头的存储电路 11 的输入端提供接收信号。存储电路 11 的抽头数量与一个扩展码间隔(即, 一个处理增益 PG)中码片的数量相同。存储电路 11 的抽头的输出由乘法器 12 与储存在一个抽头系数电路 13 中的参考扩展码相乘。积分器 14 将乘积结果求和, 该和值从其输出端 16 输出并作为相关值 15。

由于相关值的峰值与扩展码的峰值在同一间隔出现, 使用匹配滤波器能够快速建立同步。然而, 由于存储电路 11 的容量和乘法器 12 的数量随处理增益的增加成比例地增加, 接收机的功率消耗将随扩展码的间隔增加。因此, 常规的同步电路不适合于便携设备或移动设备。

图 2 示出滑动相关检测器, 能节省功率并减小电路体积。图 2 中输入到输入端 10 的接收信号 21 在乘法器 22 中与一个扩展码相乘, 以得到两者间的相关值, 该扩展码由一个扩展码复制发生器 30 产生。乘积结果通过一带通滤波器(BPF)23, 然后由平方律检波器 24 进行峰值功率检波。由一个积分和清洗(*dump*)电路 25 在一固定时间内(一般为 ± 1 码片间隔)对检波的功率进行积分。将积分结果与一阈值判定电路 26 产生的阈值进行比较, 如果积分结果超过该阈值, 则阈值判定电路 26 判定初始探测已经完成, 并处理下一步(跟踪模式)。如果积分结果低于该阈值, 则判定电路 26 向一个滑动复制码相位的压控时钟发生器(VCCG)29 提供一个控制电压, 以便扩展码复制发生器 30 产生的扩展码的相位被移动 $1/N$ 码片间隔(N 是等于或大于 1 的自然数)。重复该过程直到发现同步点则初始探测已经完成。

按照该方法, 每当复制码移动 $1/N$ 码片间隔都必须在一固定

时间积分该扩展复制码,并通过比较积分结果检波扩展码间隔中的同步点。这将延长探测时间。因此,不适用于要求快速探测的系统。

此外,该常规相关检测器还呈现出另一个问题:它在维持(跟踪)同步过程中形成相当大的误差。

图3示出一个常规DLL(延迟锁定环)相关检测器44的方框图。图3中,与图2中相同的功能块用相同的数字表示。参考数字10表示扩展信号输入端,102表示判定数据输出端,111代表一个乘法器,510表示一个延迟电路。相关检测器44计算输入的已调信号和通过分别超前和延迟复制码的码片相位 $1/N$ 形成的码序列之间的相关值。相关信号通过带通滤波器(BPFs)53和54除去不必要的高频分量。加法器57将平方的幅度分量反相相加,以便得到一个表示相差数量的误差信号电压。该误差信号电压通过一个环路滤波器58,并反馈到一个VCCG29以校正复制的码序列的相位。相位超前(或滞后)时间 δ 在0至 T_c 范围变动,其中 T_c 是码片间隔。

将CDMA系统应用于蜂窝状通信要求高精度的传输功率控制,以使基站接收的所有移动站发送的信号的电平保持不变。与FDMA系统或TDMA系统相比,用每频带用户的数量来表示,CDMA系统能增加容量。这是由于采用频率正交的常规系统不能在邻接的蜂窝中利用同一载波频率,即使是空间分集系统也不能在四个蜂窝中重复使用同一频率。

与此相比,由于其他通信设备的信号被认为是白噪声,CDMA系统能够在邻接的蜂窝中重复使用同一载波频率。因此,与FDMA系统或TDMA系统相比,以用户数量来表示,CDMA系统

能增加容量。如果处理增益是 dg , 则完全相互正交的扩展码序列的数量是 dg 。当信息数据是通过使用仅一个码元间隔长度的码序列扩展时, 码序列的这个数量是不够的。为克服这个问题, 通过将一个很长间隔的长码序列叠加在一个码元间隔的短码序列上几乎可以无限地增加扩展码的数量。

不象 M 序列具有明显自相关特性, 金色 (Gold) 序列的自相关和通过在金色序列上叠加很长的码序列所得到的序列的自相关, 除在一个码元间隔中的正常相关峰值外, 将具有不希望的大幅度的峰值。其结果是, 当接收的信号电平低时, 在使用一个码片间隔锁定的常规延迟锁定环中可能会丢失锁定。让我们列出图 3 的延迟锁定环的操作原理的公式。首先, 输入信号由下式表示。

$$s(t) = \sqrt{2S}c(t - \tau_c)m(t - \tau_c) \cos[\Delta\omega_c t + \Delta\theta(t)] \quad (1)$$

其中 S 是平均信号功率, $c(t - \tau_c)$ 是接收的扩展码, 内含传播延迟, $m(t - \tau_c)$ 表示包括该传播延迟的数据调制, ω_c 是载波的角频率, $\theta(t) = \theta_c + \Omega_c t$ 是一个未知的载波相位, 被表示为一个常数项和一个与多谱勒频率成比例的项之和。 $n(t)$ 的能谱密度是 $N_c/2$ 。 ω_c 是一个调制信号的中心频率和一个本机振荡频率之间的角频率误差。另外, 输入热噪声 $n_i(t)$ 的带通表达式由

$$r_i(t) = \sqrt{2} \{ N_c(t) \cdot \cos[\Delta\omega_c t + \Delta\theta(t)] - N_s(t) \cdot \sin[\Delta\omega_c t + \Delta\theta(t)] \} \quad (2)$$

给出。其中假设 $N_c(t)$ 和 $N_s(t)$ 近似地和统计地独立而且不变。超前相位的扩展复制序列和延迟相位的扩展复制序列可以表示如下:

$$c(t - \tau_c + \delta), c(t - \tau_c - \delta) \quad (2A)$$

其中 τ_c 是由 *DLL* 在接收侧估算的传播延迟。相位检测器的互相关输出表示为

$$\begin{aligned} \varepsilon_x(t) = & \sqrt{2SK_m} m(t - \tau_c) \overline{c(t - \tau_c)c(t - \bar{\tau}_c \pm \delta)} \\ & \times \cos[\Delta\omega_0 t + \Delta\theta(t)] + \sqrt{2SK_m} m(t - \tau_c) \\ & \times \left[c(t - \tau_c)c(t - \bar{\tau}_c \pm \delta) - \overline{c(t - \tau_c)c(t - \bar{\tau}_c \pm \delta)} \right] \\ & \times \cos[\Delta\omega_0 t + \Delta\theta(t)] + K_m c(t - \bar{\tau}_c \pm \delta) n_1(t) \end{aligned} \quad (3)$$

其中 K_m 是假设在两个支路中相等的相位检测器的增益, \bar{X} 表示一组平均值。

图 4A—4B 说明以接收的码片相位误差表示的自相关输出。这里,

$$\varepsilon_c \equiv (\tau_c - \bar{\tau}_c) / T_c \quad (3A)$$

是一个归一化的传播延迟误差。 $H(s)$ 是带通滤波器的传递函数 $H(s)$ 的低通表达式, 和

$$\begin{aligned} \varepsilon_{c\pm}(t - \tau_c \varepsilon_c) \equiv & c(t - \tau_c)c(t - \bar{\tau} \pm \delta) \\ & - c(t - \tau_c)c(t - \bar{\tau}_c \pm \delta) \end{aligned}$$

(4)

是一个 *PN* 序列的过程。

平方律检波器的输出可以用 $R_{PN\pm}(X)$ 表示如下, $R_{PN\pm}(X)$ 是一个通过将 *PN* 的自相关函数偏移 $+X$ 时限得到的函数。

$$\begin{aligned} y_{\pm}(t) = & \sqrt{2SK_m} \bar{m}(t - \tau_c) R_{PN\pm}(\varepsilon_c) \cos[\Delta\omega_0 t + \Delta\theta(t)] \\ & + \sqrt{2SK_m} \hat{\varepsilon}_{c\pm}(t - \tau_c, \varepsilon_c) \cos[\Delta\omega_0 t + \Delta\theta(t)] \\ & + \sqrt{2N_{c\pm}}(t) \cos[\Delta\omega_0 t + \Delta\theta(t)] - \sqrt{2N_{s\pm}}(t) \sin[\Delta\omega_0 t + \Delta\theta(t)] \end{aligned}$$

(5)

其中

$$\hat{m}(t) = H_1(P)m(t)$$

$$\hat{\epsilon}_{c\pm}(t, \epsilon_c) = H_1(P)[m(t)\epsilon_{c\pm}(t, \epsilon_c)]$$

$$\hat{N}_{c\pm}(t) = H_1(P)[m(t)c(t - \tau_c \pm \epsilon_c)N_c(t)]$$

$$\hat{N}_{s\pm}(t) = H_1(P)[m(t)c(t - \tau_c \pm \epsilon_c)N_s(t)]$$

(7)

这里, $H/(P) \times (t)$ 表示 *BPF* 对 $X(t)$ 的输出响应。如果带宽 BL 比码片速率足够小, 由环路上 *PN* 序列导致的自噪声效果在第一级近似中可忽略不计。忽略自噪声和由平方律检波导致的二次谐波, 向环路滤波器的输入可以由下式表示:

$$e(t) \equiv y_-^2(t) - y_+^2(t) = SK_m^2 \hat{m}^2(t - \tau_c) D(\epsilon_c) + K_m^2 n_e(t, \epsilon_c) \quad (7A)$$

其中

$$D(\epsilon_c) \equiv R_{PN-}^2(\epsilon_c) - R_{PN+}^2(\epsilon_c) \quad (7A)$$

根据上述说明, 扩展码复制发生器的输出的归一化延迟估算值使用

$e(t)$ 由下面的等式表示:

$$\frac{\hat{\tau}_t}{T_c} = \frac{K_{VCC}F(P)}{P} e(t) \quad (8)$$

其中 $F(s)$ 是环路滤波器的传递函数, K_{VCC} 是驱动 PN 序列发生器的 VCCG 中一个电压控制器的增益。设置 $K=Km^2$, K_{VCC}, K 表示环路增益。将等式(7)代入(8),

$$\frac{\hat{\tau}_t}{T_c} = \frac{KF(P)}{P} [S\hat{m}^2(t - \tau_t)D(\epsilon_t) + n_e(t, \epsilon_t)] \quad (9)$$

因此,估计误差 ϵ_t 表示为

$$\epsilon_t = \frac{\tau_t}{T_c} - \frac{KF(P)}{P} [S\hat{m}^2(t - \tau_t)D(\epsilon_t) + n_e(t, \epsilon_t)] \quad (10)$$

将上面等式括号中的第一项分解成一个平均值项和已调制的自噪声项给出

$$\hat{m}^2(t - \tau_t)D(\epsilon_t) = \langle \hat{m}^2(t - \tau_t) \rangle D(\epsilon_t) + [\hat{m}^2(t - \tau_t) - \langle \hat{m}^2(t - \tau_t) \rangle] D(\epsilon_t) \quad (11)$$

其中 $\langle \rangle$ 是以时间表示的一个平均,和

$$\langle \hat{m}^2(t - \tau_t) \rangle \equiv M_2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_m(f) H_f(j2\pi f)^2 df \quad (12)$$

其中 $S_m(f)$ 是数据调制的能谱密度。 M_2 项是滤波器的通带期间数

据调制能谱密度的积分，并表示通带中的数据调制能量。由于该环路的带宽小小于数据码元速率，因此与等式(11)的第二项有关的自噪声可忽略不计。

从等式(10)得到下面的等式。

$$\dot{\epsilon} = \frac{\dot{\epsilon}_t}{T_c} = KF(P)\eta SM_2 \left[D(\epsilon_t) + \frac{n_n(t, f)}{\eta SM_2} \right] \quad (13)$$

其中字母上的点表示对时间的微分， η 由下式给出。

$$\eta \equiv \frac{4(N-1)}{N} \quad (13A)$$

简单地说，由于噪声分量造成的平方跟踪抖动的平均值表示如下：

$$\sigma_{\epsilon}^2 = \epsilon_t^2 = \frac{Ne(\epsilon_t) B_L}{(\eta SM_2)^2} \quad (14)$$

其中 B_L 是 LPF 的等效噪声带宽， $Ne(\epsilon t)$ 表示为

$$N_e(\epsilon_t) = 4N_o^2 \int_{-\infty}^{\infty} |H_e(j2\pi f)|^4 df + 4SN_o f(\epsilon_t) \int_{-\infty}^{\infty} S_m(f) |H_e(j2\pi f)|^4 df \quad (15)$$

其中 $f(\epsilon t)$ 表示一个平方律检波曲线。

由于常规的 DLL 使用等式(15)中所示平方律检波器，因此其噪声成分也被平方。这将增加如等式(14)中所示的跟踪抖动。

据此，本发明的一个目的是提供能高速同步的低能耗 $CDMA$

同步电路。本发明的另一个目的是提供一种不同于常规码跟踪电路，能进行高精度地跟踪的相关检测器，该相关检测器能消除由于平方律检波器使噪声成分突出而引起的平方损耗。

根据本发明的第一个方面，这里提供一种同步设备，利用接收信号与去扩展码之间的相关性，在该接收信号和该去扩展码之间建立同步化，该接收信号是码分多址扩展的信号，该去扩展码用于去扩展该接收信号，包括：一个开关电路，用于输入所述的接收信号；一个匹配滤波器，用于输入所述的开关电路的一个输出信号，和取得该输出信号与一个参考扩展码之间的相关性，并输出一个相关值；一个探测判定电路，与所述的匹配滤波器相连接，用于根据所述的相关值来判断同步化的完成，和用于将该判断结果输出给所述的开关电路；和一个相关检测器，用于输入所述的开关电路的另一个输出信号和取得在该另一个输出信号与其内的一个扩展码复制码产生器内产生的一个参考扩展码之间的相关性；所述的开关电路根据所述的探测判定电路的输出，在异步状态期间将一个接收信号输出给所述的匹配滤波器，在同步化完成之后，将一个接收信号输出给所述的相关检测器；所述相关检测器包括：一个扩展码复制码产生器，用于产生相对于所述接收信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码，和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码；一个第一乘法器，用于将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码；一个第二乘法器，用于将所述接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码；一个第一平方律检测器，用于根据从所述的第一乘法器来的输出信号，检测一个第一相关性检测信号，该信号表示在所述的码分多址扩展码的相位超前复制码与所述接收信号之间的相关性；一个第二平方律检测器，用于根据从所述的第二乘法器来的输出信号，检测一个第二相关性检测信号，该信号表示在所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码与所述接收信号之间的相关性；一个加法器，用以将所述的第一和第二相关性检测信号反相相加；时钟发生电路，用于产生一种时钟信号，其相位由所述的加法器的输出来控制，以便控制所述的扩展码复制码产生器。

根据本发明的第二个方面，这里提供一种同步设备，内含一个相关检测器，利用在接收信号与去扩展码之间的相关性，维持该接

收信号与该去扩展码之间的同步化, 该接收信号是码分多址扩展的信号, 该去扩展码用于去扩展该接收信号, 所述的相关检测器, 包括: 一个扩展码复制码产生器, 用于产生具有相同相位的码分多址扩展信号的同相复制码, 和用于产生相对于所述接收信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码, 和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码; 一个第一乘法器, 用以将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码, 以输出一个第一相关性检测信号; 一个第二乘法器, 用以将所述接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码, 以输出一个第二相关性检测信号; 一个载波频率误差补偿器, 用于补偿与所述第一和第二相关性检测信号有关的载波频率误差; 一个加法器, 用以将已经由所述的载波频率误差补偿装置补偿的所述第一和第二相关性检测信号反相相加; 一个平均电路, 用于沿一时间轴平均所述加法器的输出信号; 一个第三乘法器, 用以将所述的接收信号乘以从所述扩展器复制码产生器来的所述的码分多址扩展码的同相复制码; 一个积分电路, 用以对所述的第三乘法器的输出信号进行积分; 一个自动频率控制电路, 用于根据所述的积分电路的输出信号检测所述的载波频率误差, 并将所述的载波频率误差输出到所述的载波频率误差补偿器; 一个解调制器, 用于根据所述的自动频率控制电路的输出信号、产生接收数据的判定信号; 一个反调制电路, 用于由所述的接收数据的判定信号反调制所述平均电路的输出信号; 时钟发生电路, 用于产生一种时钟信号, 其相位由所述的反调制电路的输出来控制, 以便控制所述的扩展码复制码产生器。

根据本发明的第三个方面, 这里提供一种同步设备, 利用接收信号与去扩展码之间的相关性, 在该接收信号和该去扩展码之间建立同步化, 该接收信号是码分多址扩展的信号, 该去扩展码用于去扩展该接收信号, 包括: 一个开关电路, 用于输入所述的接收信; 一个匹配滤波器, 用于输入所述的开关电路的一个输出信号, 和取得该输出信号与一个参考扩展码之间的相关性, 并输出一个相关值; 一个探测判定电路, 与所述的匹配滤波器相连接, 用于根据所述这的相关值来判断同步化的完成, 和用于将该判断结果输出给所述的开关电路; 和一个相关检测器, 用于输入所述的开关电路的另一个

输出信号和取得在该另一个输出信号与其内的一个扩展码复制码产生器内产生的一个参考扩展码之间的相关值；所述的开关电路根据所述的探测判定电路的输出，在异步状态期间将一个接收信号输出给所述的匹配滤波器，在同步化完成之后，将一个接收信号输出给所述的相关性检测器；所述的相关检测器包括：一个扩展码复制码产生器，用于产生具有相同相位的码分多址扩展信号的同相复制码，和用于产生相对于所述接收信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码，和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码；一个第一乘法器，用以将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码，以输出一个第一相关性检测信号；一个第二乘法器，用以将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码，以输出一个第二相关性检测信号；一个载波频率误差补偿器，用于补偿与所述第一和第二相关性检测信号有关的载波频率误差；一个加法器，用以将已经由所述的载波频率误差补偿装置补偿的所述第一和第二相关检测信号反相相加；一个平均电路，用于沿一时间轴平均所述加法器的输出信号；一个第三乘法器，用以将所述的接收信号乘以从所述扩展器复制码产生器来的所述的码分多址扩展码的同相复制码；一个积分电路，用以对所述的第三乘法器的输出信号进行积分；一个自动频率控制电路，用于根据所述的积分电路的输出信号检测所述的载波频率误差，并将所述的载波频率误差输出到所述的载波频率误差补偿器；一个解调制器，用于根据所述的自动频率控制电路的输出信号、产生接收数据的判定信号；一个反调制电路，用于由所述的接收数据的判定信号反调制所述平均电路的输出信号；时钟发生电路，用于产生一种时钟信号，其相位由所述的反调制电路的输出来控制，以便控制所述的扩展码复制码产生器。

根据本发明的第四个方面，这里提供一种码分多址通信设备，其内设有一个同步设备，该同步设备利用接收信号与去扩展码之间的相位性，在该接收信号和该去扩展码之间建立同步化，该接收信号是码分多址扩展的信号，该去扩展码用于去扩展该接收信号，该码分多址通信设备其特征在于，包括：一个正交检测器，用于根据两个已检测信号，其相位是相互正交的，来正交地检测所述的码分

多址扩展的接收信号；两个模/数转换器，分别地用以将两个已检测信号转换成数字信号；两个开关电路，分别用于输入所述的两个数字信号；两个匹配滤波器，用于输入所述的两个开关电路的输出信号之中的一个，和取得该输出信号与一个参考扩展码之间的相关性，以输出相关值；探测判定电路，分别地与所述的两个匹配滤波器相连接，用于根据所述这的相关值来判断同步化的完成，和用于将该判断结果输出给所述的开关电路；和一个相关检测器，用于输入所述的两个开关电路的另一个输出信号和取得在该另一个输出信号与其内的一个扩展码复制码产生器内产生的一个参考扩展码之间的相关性；所述的两个开关电路根据所述的探测判定电路的输出，在异步状态期间将一个接收信号输出给所述的匹配滤波器，在同步化完成之后，将一个接收信号输出给所述的相关检测器；所述相关检测器包括：两个扩展码复制码产生器，分别地用于产生相对于所述的两个数字信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码，和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码；两个第一乘法器，分别地用以将所述的两个数字信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码；两个第二乘法器，用以将所述的两个数字信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码；两个第一平方律检测器，用于根据从所述的第一乘法器来的输出信号，检测一个第一相关性检测信号，该信号表示在所述的码分多址扩展码的相位超前复制码与所述的两个数字信号之间的相关性；两个第二平方律检测器，用于根据从所述的第二乘法器来的输出信号，检测第二相关性检测信号，该信号表示在所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码与所述的两个数字信号之间的相关性；两个第一加法器，用以将所述的第一和第二相关性检测信号相加；一个第二加法，和以将所述的第一加法器的输出反相相加；和时钟发生电路，用于产生一种时钟信号，其相位由一个第三加法器的输出来控制，以便控制所述的扩展码复制码产生器。

根据本发明的第五方面，这里提供一种码分多址通信设备，其内设有一个同步化设备，该同步设备含有一个相关检测器，利用接收信号与去扩展码之间的相关性，在该接收信号和该去扩展码之间维持同步化，该接收信号是码分多址扩展的信号，该去扩展码用于

去扩展该接收信号,所述的码分多址通信设备利用一个正交检测器和两个模/数转换器来获得两个数字信号,所述的正交检测器,用于根据两个已检测信号,其相位是相互正交的,来正交地检测所述的码分多址扩展的接收信号,所述的两个模/数转换器,分别地用以将两个已检测信号转换为数字信号;所述的相关检测器包括:一个扩展码复制码产生器,用于产生具有相同相位的码分多址扩展码的同相复制码,和用于产生相对于所述的两个数字信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码,和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码;一个第一乘法器,用于分别地将所述的两个数字信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码;一个第二乘法器,用于分别地将所述的两个数字信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码;一个载波频率误差补偿器,用于补偿与所述两个第一和第二相关性检测信号有关的载波频率误差;一个加法器,用以将已经由所述的载波频率误差补偿装置补偿的所述第一和第二相关检测信号反相相加;一个平均电路,用于沿一时间轴平均所述加法器的输出信号;两个第三乘法器,分别地用以将所述的两个数字信号乘以从所述扩展器复制码产生器来的所述的码分多址扩展码的同相复制码;两个积分电路,分别地用以对所述的第三乘法器的输出信号进行积分;一个自动频率控制电路,用于根据所述的两个积分电路的输出信号检测所述的载波频率误差,并将所述的载波频率误差输出到所述的载波频率误差补偿器;一个解调制器,用于根据所述的自动频率控制电路的输出信号、产生接收数据的判定信号;一个反调制电路,用于由所述的接收数据的判定信号反调制所述平均电路的输出信号;和时钟发生电路,用于产生一种时钟信号,其相位由所述的反调制电路的输出来控制,以便控制所述的扩展码复制码产生器。

根据本发明的第六方面,这里提供一种码分多址通信设备,其内设有一个同步设备,该同步设备利用接收信号与去扩展码之间的相关性,在该接收信号和该去扩展码之间建立同步化,该接收信号是码分多址扩展的信号,该去扩展码用于去扩展该接收信号,该码分多址通信设备,包括:一个正交检测器,用于根据两个已检测信号,其相位是相互正交的,来正交地检测所述的码分多址扩展的接

收信号；两个模/数转换器，分别地用以将两个已检测信号转换为数字信号；两个开关电路，分别用于输入所述的两个数字信号；两个匹配滤波器，用于输入所述的两个开关电路的输出信号之中的一个，和取得该输出信号与一个参考扩展码之间的相关性，以输出相关值；探测判定电路，分别地与所述的两个匹配滤波器相连接，用于根据所述这的相关值来判断同步化的完成，和用于将该判断结果输出给所述的开关电路；和一个相关检测器，用于输入所述的两个开关电路的另一个输出信号和取得在该另一个输出信号与其内的一个扩展码复制码产生器内产生的一个参考扩展码之间的相关值；所述的两个开关电路根据所述的探测判定电路的输出，在异步状态期间将一个接收信号输出给所述的匹配滤波器，在同步化完成之后，将一个接收信号输出给所述的相关检测器；所述相关检测器包括：一个扩展码复制码产生器，用于产生具有相同相位的码分多址扩展信号的同相复制码，和用于产生相对于所述接收信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码，和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码；两个第一乘法器，分别地用以将所述的两个数字信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码，以输出第一相关性检测信号；两个第二乘法器，分别地用以将所述的两个数字信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码，以输出第二相关性检测信号；一个载波频率误差补偿器，用于分别地补偿与所述第一和第二相关性检测信号有关的载波频率误差；一个加法器，用以将已经由所述的载波频率误差补偿装置补偿的所述第一和第二相关检测信号反相相加；一个平均电路，用于沿一时间轴平均所述加法器的输出信号；两个第三乘法器，分别地用以将所述的两个数字信号乘以从所述扩展器复制码产生器来的所述的码分多址扩展码的同相复制码；两个积分电路，分别地用以对所述的第三乘法器的输出信号进行积分；一个自动频率控制电路，用于根据所述的两个积分电路的输出信号检测所述的载波频率误差，并将所述的载波频率误差输出到所述的载波频率误差补偿器；一个解调制器，用于根据所述的自动频率控制电路的输出信号、产生接收数据的判定信号；一个反调制电路，用于由所述的接收数据的判定信号反调制所述平均电路的输出信号；时钟发生电路，用于产生一种时钟信号，其相位由所述

的反调制电路的输出来控制,以便控制所述的扩展码复制码产生器。

根据本发明的第七方面,这里提供一种同步方法,利用接收信号和去扩展码之间的相关值在该接收信号和该去扩展码之间建立同步化,该接收信号是码分多址扩展的信号,该去扩展码用于去扩展所述的接收信号,该方法包括以下步骤:利用一个匹配滤波器,取得在所述接收信号与一个参考扩展码之间的相关值,以便执行初始的探测;和取得在该接收信号与该参考扩展码之间的相关性,以便在完成同步化之后进行跟踪;所述的跟踪步骤包括以下步骤:产生相对于所述接收信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码,和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码;第一乘法,将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码;第二乘法,将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码;利用平方律检测,根据从所述的第一乘法步骤的输出,检测一个第一相关性检测信号,该信号表示在所述的码分多址扩展码的相位超前复制码与所述接收信号之间的相关性;利用平方律检测,根据从所述的第二乘法步骤的输出,检测一个第二相关性检测信号,该信号表示在所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码与所述接收信号之间的相关性;将所述的第一和第二相关性检测信号反相相加;和根据所述的相加步骤的输出,控制待输出的复制码的相位。

根据本发明的第八方面,这里提供一种同步方法,利用一个相关检测器并利用接收信号和去扩展码之间的相关值,跟踪在该接收信号和该去扩展码之间的同步化,该接收信号是码分多址扩展的信号,该去扩展码用于去扩展所述的接收信号,所述的跟踪步骤,包括以下步骤:产生具有相同相位的码分多址扩展信号的同相复制码,和产生相对于所述接收信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码,和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码;第一乘法,将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码,以输出第一相关性检测信号;第二乘法,将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码,以输出第二相关性检测信号;补偿与所述的第一和第二相关性检测信号有关的载波频率误差;将已经在所述的载波频率误差补偿步骤补偿的所述第一和第二相关检

测信号反相相加；沿一时间轴平均所述加法步骤的输出；第三乘法，将所述的两个数字信号乘以从所述扩展器的同相复制码；对所述的第三乘法步骤的输出进行积分；根据所述的积分步骤的输出检测所述的载波频率误差，以便在所述的载波频率误差补偿步骤中利用所述的载波频率误差；根据所述的积分步骤的输出，产生接收数据的判定信号；用所述的接收数据的判定信号反调制所述的平均步骤的输出；根据在所述的反调制步骤的输出，控制待输出的复制码的相位。

根据本发明的第九方面，这里提供一种同步方法，利用接收信号和去扩展码之间的相关值在该接收信号和该去扩展码之间建立同步化，该接收信号是码分多址扩展的信号，该去扩展码用于去扩展所述的接收信号，该方法包括以下步骤：利用一个匹配滤波器，取得在所述接收信号与一个参考扩展码之间的相关值，以便执行初始的探测；和取得在该接收信号与该参考扩展码之间的相关性，以便在完成同步化之后进行跟踪；所述的跟踪步骤包括以下步骤：产生具有相同相位的码分多址扩展信号的同相复制码，和产生相对于所述接收信号、具有超前相位的码分多址扩展码的一个相位超前的复制码，和产生相对于所述接收信号、具有延迟相位的码分多址扩展码的一个相位延迟相位的复制码；第一乘法，将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位超前复制码，以输出第一相关性检测信号；第二乘法，将所述的接收信号乘以所述的码分多址扩展码的相位延迟复制码，以输出第二相关性检测信号；补偿与所述的第一和第二相关性检测信号有关的载波频率误差；将已经在所述的载波频率误差补偿步骤补偿的所述第一和第二相关检测信号反相相加；沿一时间轴平均所述加法步骤的输出；第三乘法，将所述的接收信号乘以从所述扩展码的同相码制复相乘；将所述的第三乘法步骤的输出进行积分；根据所述的两个积分步骤的输出检测所述的载波频率误差，以便将所述的载波频率误差用于所述的载波频率误差补偿步骤；根据所述的积分步骤的输出，产生接收数据的判定信号；用所述的接收数据的判定信号反调制所述的平均步骤的输出；根据在所述的反调制步骤的输出，控制得输出的复制码的相位。

根据本发明的同步电路,具有使用一个匹配滤波器进行相关检测的初始探测电路,用于进行相关检测的滑动相关检测器,和用于有选择地将接收信号提供给该初始探测电路和该相关检测器的开关电路。在初始探测相位期间,该开关电路将接收信号提供给初始探测电路,一旦初始探测已经建立,则提供给相关检测器。

此外,根据本发明的相关检测器中,通过使用表示由该接收机接收的扩展信号和由该接收机产生的 CDMA 扩展码的复制码之间的相位差的相关信号保持接收信号和复制码之间的同步,跟踪装置根据去扩展信号补偿该相关信号。这样能使该相关检测器实现准确跟踪。

图 1 示出一个同步电路或一个常规匹配滤波器的一个初始探测电路的方框图;

图 2 示出一个常规滑动相关器的方框图;

图 3 示出一个常规的 DLL 的方框图;

图 4A—4 C 是说明用接收信号的相位误差表示的互相关输出信号的曲线图;

图 5 示出根据本发明的相关检测器的第一实施例的一种基本装置的方框图;

图 6 示出根据本发明的相关检测器的第一实施例的另一种基本装置的方框图;

图 7 示出根据本发明的该相关检测器硬件的详细方框图;

图 8 示出根据本发明的相关检测器的另一个实施例的方框图。

现在将参考附图描述实现本发明的最佳方式。

实施例 1:

图 5 示出本发明的一个实施例。加到输入端 10 的接收信号 21 通过一个开关电路 42 被有选择地提供给一个包括一匹配滤波器的初始探测电路 43 或提供给一个相关检测器 44。该初始探测电路 43 有与图 1 的初始探测电路相似的设置。相关检测器 44 具有与图 2 和 3 的相关检测器相似的功能。当初始探测还未完成时,根据来自探测判定电路 45 的一个开关信号 46,将该接收信号提供给初始探测电路(匹配滤波器)43,以便进行相关检测。将由匹配滤波器 43 检测的相关值与探测判定电路 45 中的一个阈值进行比较。如果相关值大于或等于该阈值,探测判定电路 45 判定初始探测已经完成,并用开关信号 46 改变开关电路 42。于是,将接收信号输入到相关检测器 44 中的乘法器 47 和 48。探测判定电路 45 向 VCCG29 和扩展码的复制发生器 30 提供一个初始复位信号 49。

初始探测后的接收信号通过乘法器 47 和 48 与扩展码 51 和 52 相乘,该扩展码是由扩展码的复制发生器 30 产生的,并具有向前和向后移动了时限为数值 T (小于一个码片间隔)的相位。两个积通过带通滤波器(BPF) 53 和 54,并由平方律检波器 55 和 56 平方律检波,相关值在其中被检波。该相关值由加法器 57 反相相加。其和通过一个环路滤波器 58,变成 VCCG29 的控制电压。由 VCCG29 产生的时钟信号调整扩展码的复制发生器 30 的相位,跟踪同步点,并维持同步。

图 6 说明一个例子,其中扩展码的复制发生器 30I 与积分检波器 62 的输出同步,积分检波器 62 对加到输入端 10 的接收信号 21 检波。在该图中,图 5 中相对应的部分用相同的参考数字表示。后缀 I 和 Q 附加在图 5 中相同的数字后,以表示积分检波器 62 的

两个已检波输出 I 和 Q 的处理电路。已检波的输出 I 和 Q 通过低通滤波器 63 和 64, 由 A/D 转换器 65 和 66 转换成数字信号, 并提供给开关电路 42I 和 42Q。初始探测器 43I 和 43Q 的输出被平方律检波器 71 和 72 平方律检波, 由一个加法器 73 相加, 并提供给判定初始探测是否被建立的探测判定电路 45。

相关检测器 44 中的扩展码的复制发生器 30I 产生一个具有超前相位的超前扩展码 51I 和一个具有延迟相位的延迟扩展码 52I。同样, 扩展码的复制发生器 30Q 产生一个具有超前相位的超前扩展码 51Q 和一个具有延迟相位的延迟扩展码 52Q。从开关电路 42I 输出的经检波的输出分量 I 通过乘法器 47I 和 48I 与超前扩展码 51I 和延迟扩展码 52I 相乘。同样, 从开关电路 42Q 输出的经检波的输出分量 Q 通过乘法器 47Q 和 48Q 与超前扩展码 51Q 和延迟扩展码 52Q 相乘。

经检波的带有超前扩展码 51I 和 51Q 的相关值从乘法器 47I 和 47Q 输出, 通过带通滤波器(BPFs)53I 和 53Q, 由平方律检波器 55I 和 55Q 平方律检波, 并由一个加法器 67 相加。类似地, 经检波的带有延迟扩展码 52I 和 52Q 的相关值从乘法器 48I 和 48Q 输出, 通过带通滤波器(BPFs)54I 和 54Q, 由平方律检波器 56I 和 56Q 平方律检波, 并由一个加法器 68 相加。加法器 67 和 68 的输出由加法器 57 反相相加。这些操作与图 5 中的相似。

根据该第一实施例, 同步过程分为初始探测过程, 和使用相关检测器的跟踪过程。由于 PN 序列的自相关仅建立在士一个码片的范围内, 初始探测期间, 获得输入 PN 序列, 以使输入 PN 序列和参考 PN 序列之间的相差稳定在足够小于士一个码片间隔的范围

内。跟踪将输入 PN 序列和参考 PN 序列之间的差值保持在该范围内。

实施例 2:

图 7 是相关检测器第二实施例的方框图。图 7 中,相同的功能块用与图 1—6 中相同的参考数字表示。如图 7 中所示,使用本机振荡器 103 产生的本机信号,由一个检测器 104 对加到输入端 10 的信号进行准相关检测。本机信号具有的固定频率与已调信号的中心频率大致相等。该相关检测器包括乘法器 47 和 48,用于检测接收的扩展码和该扩展码的复制码之间的相关;带通滤波器 83 和 84,用于从积中只提取相关检测信号;一个载波频率误差补偿器 208,用已由一自动频率控制电路检测的载波频率误差信号补偿已滤波的输出信号;一个加法器 57,用于将与超前相位复制码有关的相关检测信号和与延迟相位复制码有关的相关检测信号反相相加;一个环路滤波器 58,用于平均相关检测的相位误差;一个乘法器 111,用于与包括在接收信号中的扩展码同相的复制码进行相关检测;一个积分和清洗电路 112,用于在 M 个码片间隔内积分乘法器 111 的输出信号;一个自动频率控制电路 213,用于检测来自积分速放电路输出信号的载波频率误差以补偿该载波频率误差;一个解调器 113,用于在对通过相关检测得到信号的接收相位误差进行补偿之后,对所接收数据做出判定;一个乘法器 114,使用环路滤波器输出的相位误差信号对已判定数据进行反调制;一个电压控制时钟发生器 29,用于通过乘法器 114 输出的相位误差信号控制该时钟相位;和用该电压控制时钟发生器 29 输出的时钟信号驱动的扩展码的复制发生器 30。

由与已调制信号的中心频率大致相等的固定振荡频率下转换的已调制信号被除去谐波分量,并与已调制信号中的扩展码同相的该扩展码的复制码相乘,随后进行一预定长度的时间积分。于是,相关峰值被检测。该相关检测信号由进行相关检测或延迟检测的解调电路判定。另一方面,该已调信号与相对于已调信号中的该扩展码具有超前相位 δ 的扩展码的复制码相乘,并且还与其具有延迟相位 δ 的扩展码的复制码相乘,因此除去了谐波分量。

与超前相位的扩展码的复制码有关的相关和与延迟相位的扩展码的复制码有关的相关之间的误差信号被加法器 57 反相相加,其输出由环路滤波器 58 积分和平均。这样产生了一个相当于接收信号中的扩展码和该扩展码的复制码之间相位误差的误差电压。通过解调器输出的判定数据乘该误差电压的反调制除去已调制信号造成的相位误差信号中的误差。为了匹配相位误差检测环路和数据检测环路的处理的绝对时间,在相位误差检测环路之后插入一个延迟。

在该常规 *DLL* 中,一个去扩展信号包括一个相位误差信号分量,该分量是接收信号的中心频率和正交检波器的本机振荡器的频率之间的误差分量。该去扩展信号还包括数据调制分量和一载波信号分量的残留分量。为消除该载波频率残余分量和该数据调制分量,该去扩展信号可以被一个平方律检波器平方。然而,由于噪声也被平方,这将增加噪声分量,而且该噪声分量将被加到码片相位误差中,从而增加相位抖动。

因此,必须避免平方律检波器以防止噪声分量增加。鉴此,本实施例用 *AFC* 从去扩展信号消除载波频率残余分量,并通过解

调和检波信号进行反调制使之变成去扩展信号来除去数据调制分量。

由于该准相关的检测信号包括一个载波残余信号,该检测信号涉及相位旋转。因此,必须除去该载波残余信号。这是由自动频率控制电路 213 从数据判定环路中的相关峰值检测载波信号的残余分量,并用相反相位方向的载波残余信号校正码片相位误差检测环路的两个相关检测信号来实现的。

图 8 是表示第二实施例中描述的相关检测器详细硬件的方框图。该图中,与图 7 中相同的元件用同一参考数字表示。图 8 中,参考数字 304 表示一个 90 度移相器,65 和 66 表示 A/D 转换器,308 和 309 表示复数乘法器,313 表示一个延迟电路,314 表示一个复数乘法器,317 表示一个判定电路。参考数字 410 表示一个载波频率误差补偿电路,416 表示一个自动频率控制电路。

在该相关检测器中,接收的 IF 已调信号被积分检波器正交检波。经正交检波的 I 和 Q 信道信号被除去谐波分量,并且由 A/D 转换器 65 和 66 转换成数字值,随后对 I (同相 *In-phase*) 和 Q (正交 *Quadrature*) 分量施加复数信号处理,进行相关检测。该相关检测是通过该扩展码的复制码的 I 和 Q 分量乘调制扩展信号的复数乘法实现的。如果初级已调信号的同相和正交分量被相同的扩展码扩展,则该扩展码的两个复制码相同。

现在将描述当初级调制是 $OPSK$, 而次级调制是 $BPSK$ 时的操作。被调制的数据由被独立地设定为 I 和 Q 信道($QPSK$ 调制)的二进制数据独立地进行初级调制。该 I 和 Q 信道数据被相同的扩展码扩展(次级调制)。输入到接收机的输入信号由下面的等式表

示。

$$s(t) = \sqrt{S}c(t - \tau_c) \\ \times \{m_1(t - \tau_c) \sin[\Delta\omega_0 t + \Delta\theta(t)] + m_2(t - \tau_c) \cos[\Delta\omega_0 t + \Delta\theta(t)]\} \quad (16)$$

如果应用一种常规的计算方法,接收机中扩展码的复制码乘等式(3)的输入信号之后的信号将表示如下。

$$\begin{aligned} \varepsilon_x(t) = & \sqrt{SK_m} \overline{c(t - \tau_c)c(t - \bar{\tau}_c \pm \delta)} \{m_1(t - \tau_c) \sin[\Delta\omega_0 t + \Delta\theta(t)] \\ & + m_2(t - \tau_c) \cos[\Delta\omega_0 t + \Delta\theta(t)]\} \\ & + \sqrt{SK_m} [c(t - \tau_c)c(t - \bar{\tau}_c \pm \delta) - \overline{c(t - \tau_c)c(t - \bar{\tau}_c \pm \delta)}] \\ & \times \{n_1(t - \tau_c) \sin[\Delta\omega_0 t + \Delta\theta(t)] + m_2(t - \tau_c) \cos[\Delta\omega_0 t + \Delta\theta(t)]\} \\ & + K_m c(t - \bar{\tau}_c \pm \delta) n_2(t) \end{aligned} \quad (17)$$

环路滤波器输出的码片相位误差信号由下面的等式表示。

$$\begin{aligned} e(t) = y_-^2(t) - y_+^2(t) = SK_m^2 \{ \bar{m}_1^2(t - \tau_c) \} \\ + \bar{m}_2^2(t - \tau_c) D(\varepsilon_c) + K_m^2 n_o(t, \varepsilon) \end{aligned} \quad (18)$$

如等式(18)所示,由于在初级 QPSK 调制中相位误差信号与单独码元分量的正调信号功率相乘,所以判定之后,通过反调制该数据的 I 和 Q 分量成为相位误差信号可以除去初级调制信号分量。

如上面的详细描述,根据本发明,在要求高速同步的探测相位期间,相关检测是在使用一匹配滤波器的初始探测电路中进行的,而在要求节省功率而不是高速同步的跟踪相位期间,该相关检测是由滑动相关检测器进行的。由于跟踪期间初始探测电路的功率消耗可忽略不计,这能使其达到高速探测并在跟踪期间能节省功率。

此外,根据本发明,由于接收的码片相位的跟踪环路除去了包

括在复制码信号的相位误差信号中的初级调制信号分量，所以能够提取只依赖于互相关的分量。这使高精度跟踪成为可能。

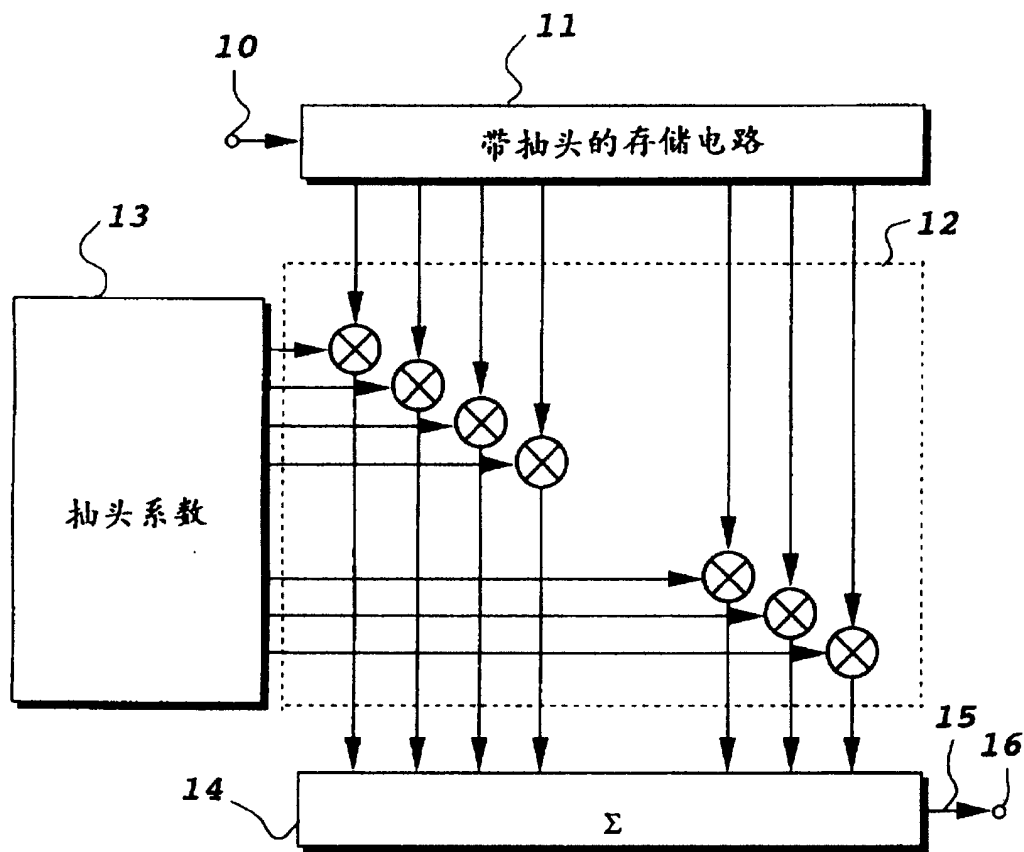


图 1

现有技术

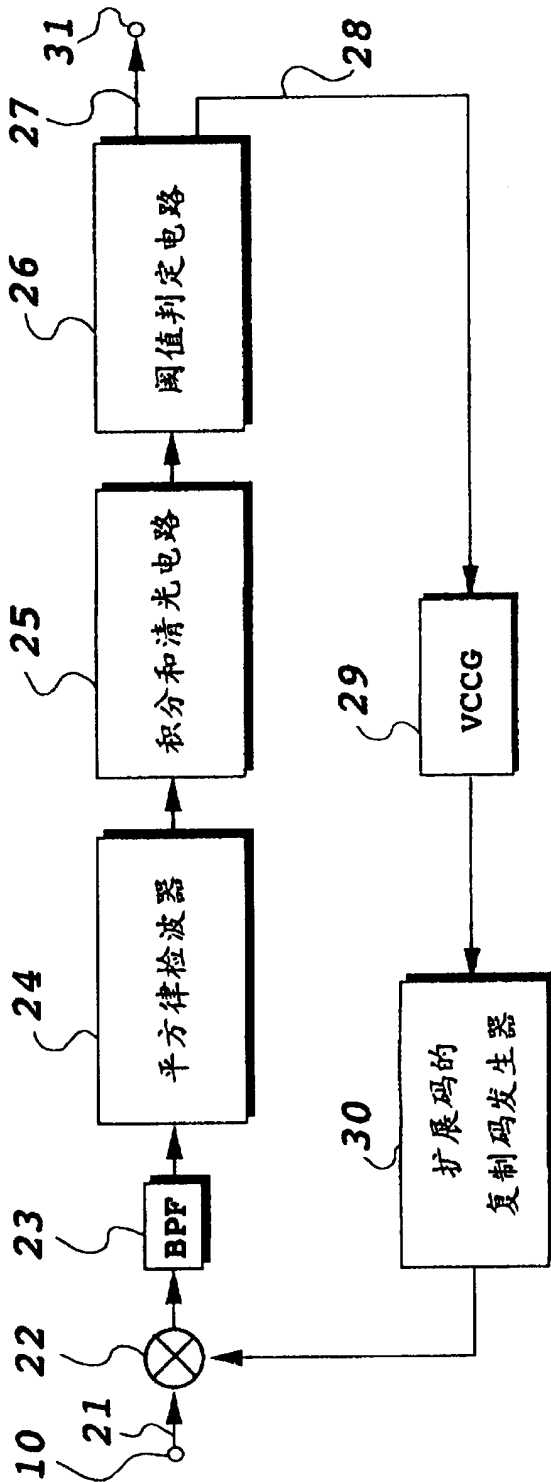


图 2

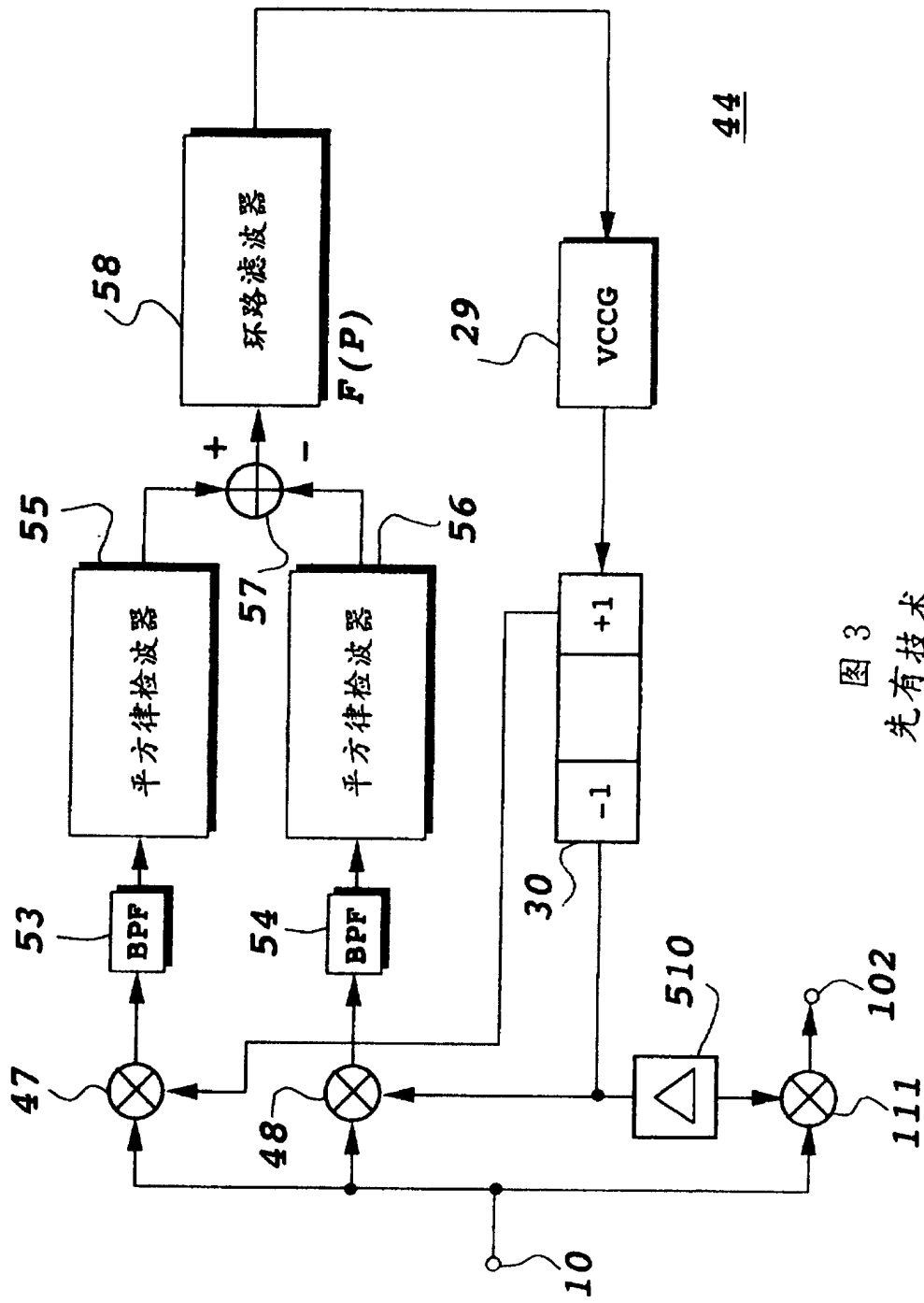


图3
现有技术

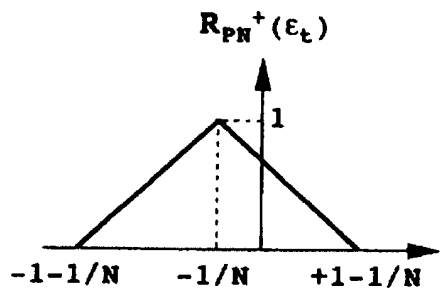


图 4A

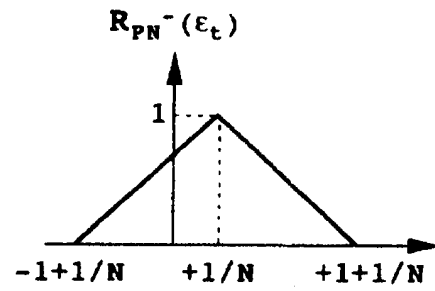


图 4B

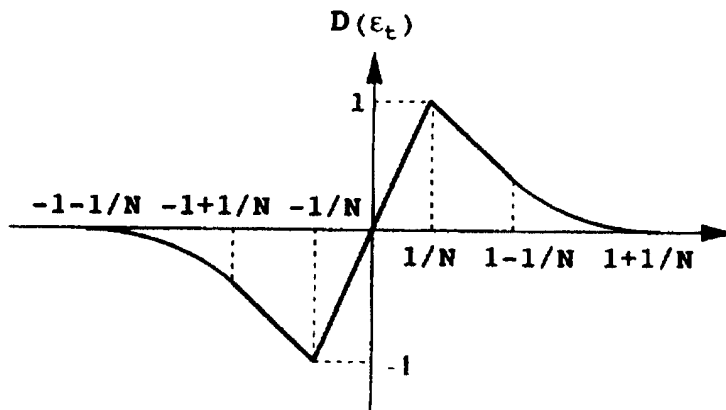


图 4C

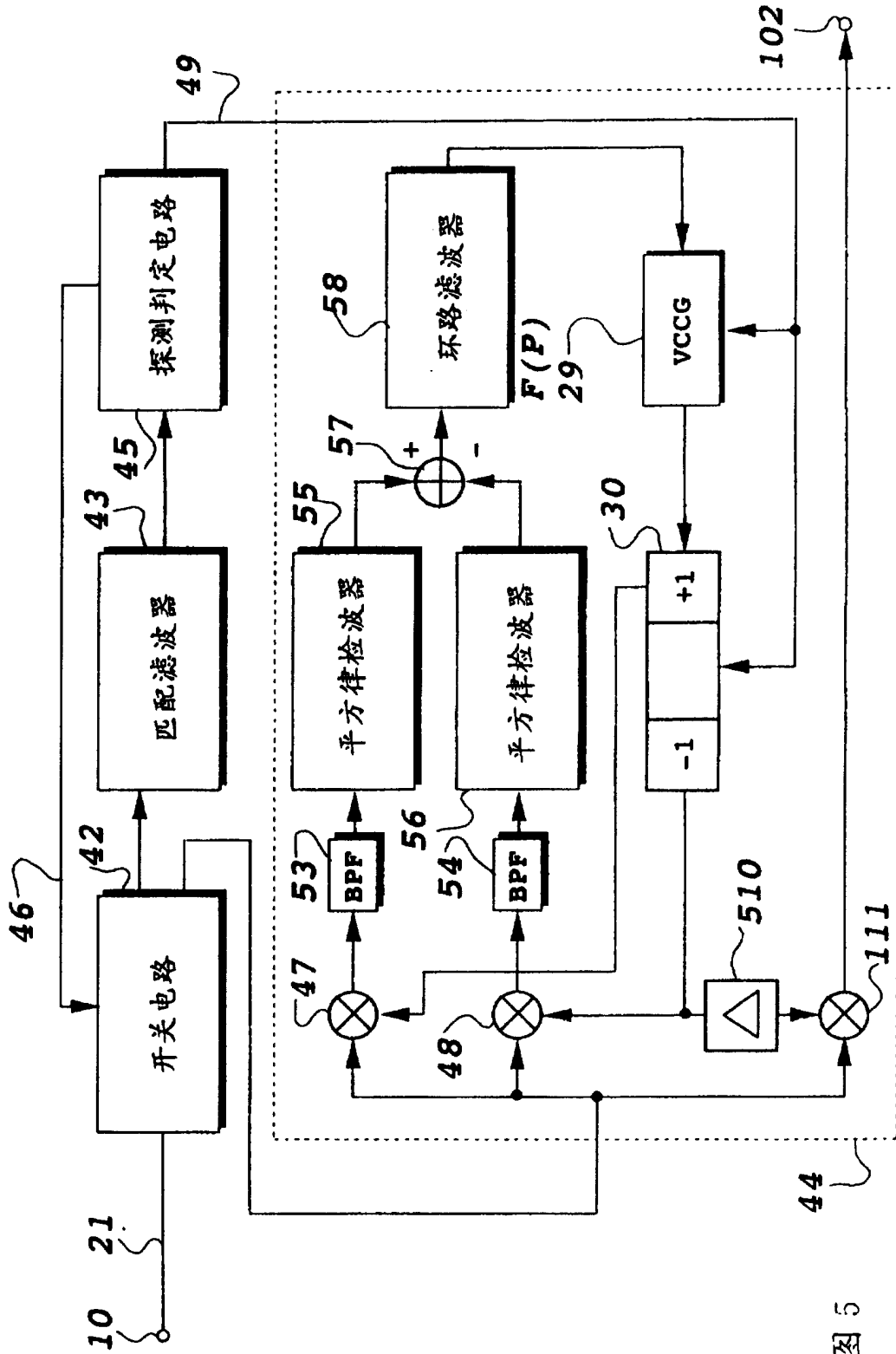


图 5

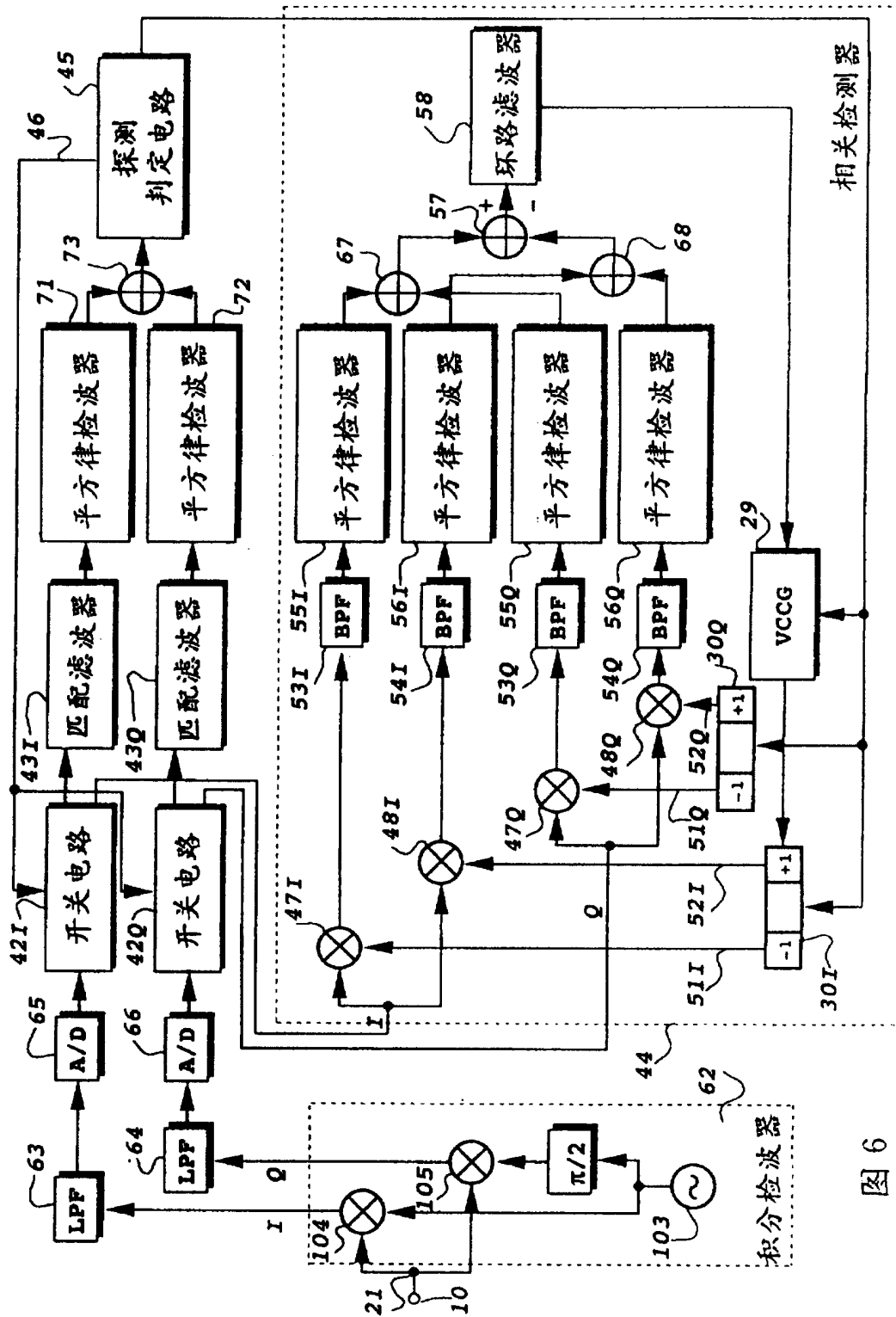


图 6

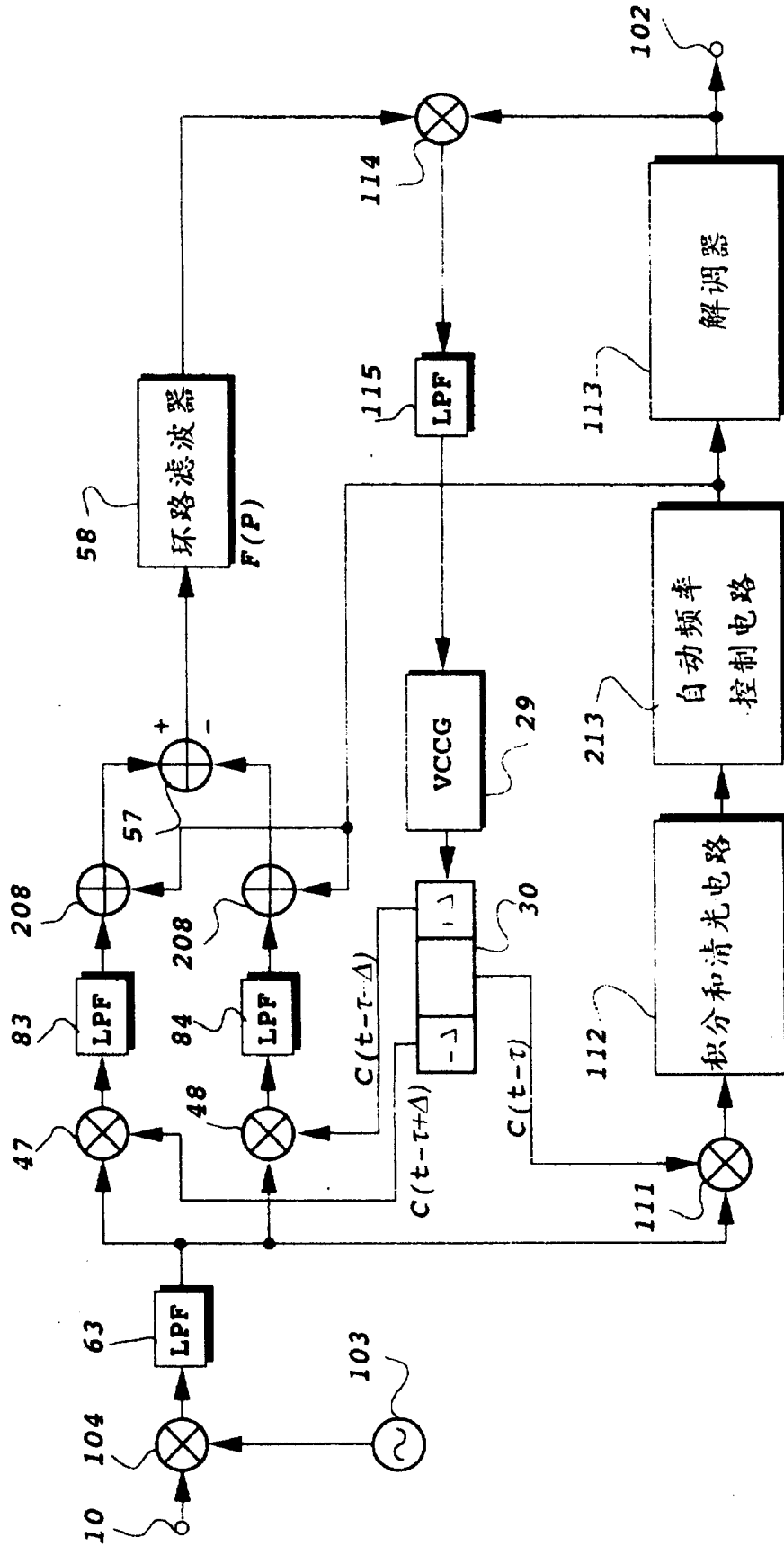


图7

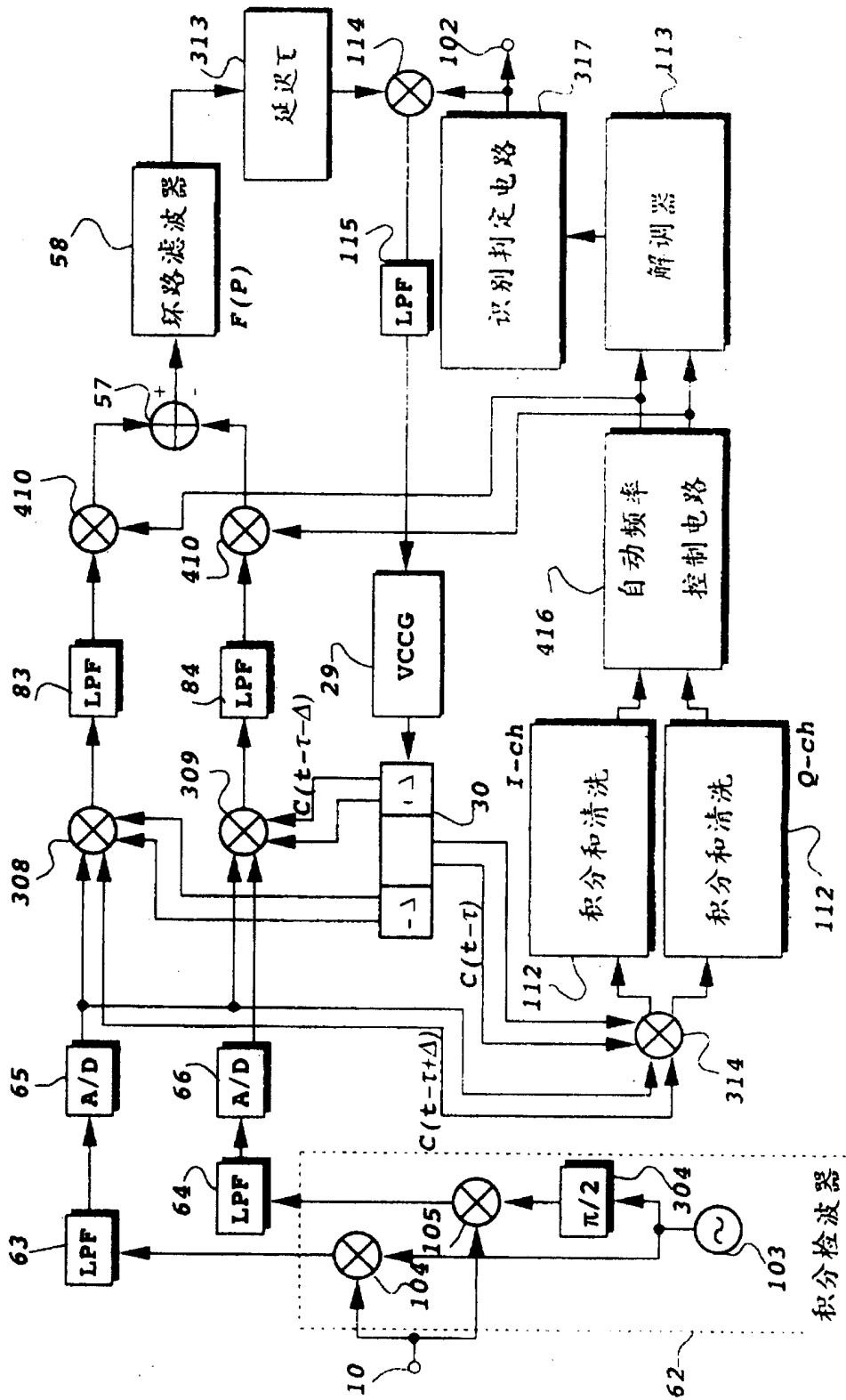


图 8