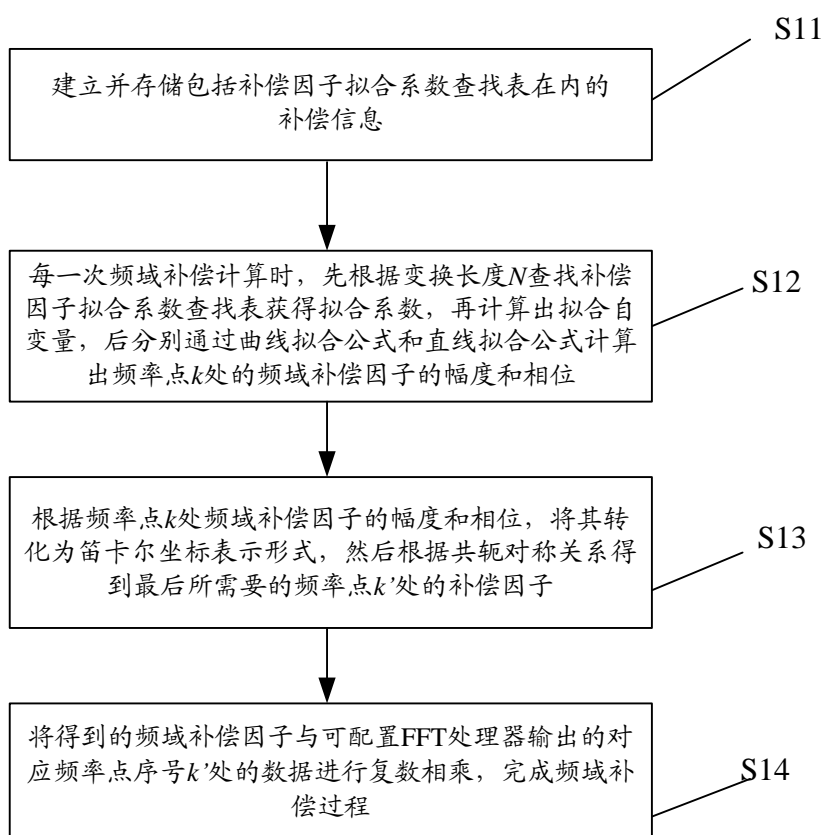


说明书摘要

一种可配置变换长度 DFT 的频域补偿方法，首先利用频域补偿因子的对称特性，减少需要计算的补偿因子的数量；然后利用曲线拟合的方法来得到这些频域补偿因子的幅度，利用直线拟合的方法得到补偿因子的相位；得到补偿因子的幅度和相位之后再将补偿因子转化为实部虚部相分离的笛卡尔坐标表示形式，而后送入复数乘法器与对应频率点的数据相乘，完成频域补偿过程。本发明所用的方法使需要存储的数据变为曲线拟合和直线拟合得到的系数，极大地减少了生成补偿因子所需的数据存储量。本发明可用于 3GPP LTE 上行链路 SC-FDMA 以及未来无线通信系统 OFDM/OFDMA 调制所用到的 DFT/IDFT 变换。



摘要附图



权 利 要 求 书

1、一种可配置变换长度 DFT 的频域补偿方法，其特征在于，包括以下步骤：

(1) 建立并存储包括补偿因子拟合系数查找表在内的补偿信息，所述补偿因子拟合系数查找表保存变换长度 N 和与之对应的拟合系数，所述补偿信息中还包括拟合曲线公式所需自变量 x_1 和 x_2 的计算方法；

(2) 每一次频域补偿计算时，先根据变换长度 N 查找补偿因子拟合系数查找表获得拟合系数，再计算出拟合自变量，后分别通过曲线拟合公式和直线拟合公式计算出频率点 k 处的频域补偿因子的幅度 $A(k)$ 和补偿因子的相位 $\phi(k)$ ，其中，

$$k = \begin{cases} k', & k' = 0, 1, \dots, \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \\ N - k', & k' = \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor + 1, \dots, N - 1 \end{cases}$$

其中 k' 为需要进行频域补偿的频率点的序号；

(3) 根据频率点 k 处频域补偿因子的幅度和相位，将复数的频域补偿因子转化为笛卡尔坐标表示形式，然后根据共轭对称关系得到最后所需要的频率点 k' 处的补偿因子；

(4) 将得到的频域补偿因子与可配置 FFT 处理器输出的对应频率点序号为 k' 处的数据进行复数相乘，完成频域补偿过程。

2、如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，步骤 (1) 建立并存储补偿信息进一步包括：建立并保存 $1/\text{sinc}^2(cx_2)$ 函数查找表，根据其自变量 $x = cx_2$ 的取值范围，将自变量在这个范围内进行若干等分，得到对应的 $1/\text{sinc}^2x$ 函数值， $(x, 1/\text{sinc}^2x)$ 的关系便可以构成一个查找表，其中由 x 可计算出查找表的对应的地址， $1/\text{sinc}^2x$ 对应查找表的内容。

3、如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，步骤 (1) 建立并存储补偿信息进一步包括：建立并保存 $\cos x$ 函数查找表，将余弦函数 $\cos x$ 的自变量 x 在



$[0, \pi/2]$ 范围内进行若干等分, 得到对应的 $\cos x$ 函数值, $(x, \cos x)$ 的关系便可以构成一个查找表, 其中由 x 可计算出查找表的对应的地址, $\cos x$ 对应查找表的内容。

4、如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 还包括:

对于每一种变换长度 N , 只需要计算频率序号为 $0, 1, \dots, \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor$ 的频域补偿因子, 而 $\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor + 1, \dots, N-1$ 范围内的频域补偿因子利用共轭对称特性 $C(k) = C^*(N-k)$ 由前述的补偿因子得到。

5、如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 步骤 (2) 进一步包括: 对于频率序号 k 在 $0, 1, \dots, \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor$ 范围内的 $\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor + 1$ 个频域补偿因子的幅度, 采用曲线拟合公式 $A(k) = P(x_1) \cdot S(x_2) + Q(x_1)$ 计算得到; 曲线拟合公式中 $P(x_1)$ 和 $Q(x_1)$ 是以 x_1 为自变量的多项式, $S(x_2)$ 是以 x_2 为自变量并且是与可配置变换长度 DFT 的前处理单元的幅频特性有关的函数。

6、如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 步骤 (2) 进一步包括:

采用 $A(k) = P(x_1) \cdot S(x_2) + Q(x_1)$ 计算补偿因子幅度, 其中 $P(x_1)$ 和 $Q(x_1)$ 使用一次多项式, 即 $P(x_1) = a + bx_1$ 和 $Q(x_1) = d + ex_1$; 对于可配置变换长度 DFT 前处理单元使用线性插值的情况下, $S(x_2) = 1/\text{sinc}^2(cx_2)$;

其中 a, b, c, d, e 为计算补偿因子幅度所用到的拟合系数。

7、如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 步骤 (2) 进一步包括:

采用直线拟合公式 $\phi(k) = k\Delta\phi$ 计算出补偿因子的相位 $\phi(k)$, 其中 k 为频率序号, $\Delta\phi$ 为拟合得到的系数。



8、如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，步骤（3）进一步根据共轭对称关系得到最后所需要的频率点 k' 处的补偿因子如下所示：

$$C(k') = \begin{cases} A(k) \cdot \cos \phi(k) + j \cdot A(k) \cdot \sin \phi(k), & k' \leq \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \\ A(k) \cdot \cos \phi(k) - j \cdot A(k) \cdot \sin \phi(k), & k' > \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \end{cases}$$

9、如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，拟合曲线公式所需自变量 x_1

和 x_2 的计算方法进一步包括 $x_1 = \frac{k - \left\lfloor \frac{N}{4} \right\rfloor}{2^{\left\lfloor \log_2 \left(\frac{N}{2} \right) \right\rfloor - 1}}$ 和 $x_2 = \frac{k}{2^{\left\lfloor \log_2 \left(\frac{N}{2} \right) \right\rfloor + 1}}$ 。

10、一种可配置变换长度 DFT 的频域补偿装置，其特征在于，包括：

补偿信息存储单元，用于存储补偿因子拟合系数查找表在内的补偿信息，所述补偿因子拟合系数查找表保存变换长度 N 和与之对应的拟合系数，所述补偿信息中还包括拟合曲线公式所需自变量 x_1 和 x_2 的计算方法；；

频域补偿因子的幅度和相位计算单元，先根据变换长度 N 查找补偿因子拟合系数查找表获得拟合系数，再计算出拟合自变量，分别通过曲线拟合公式和直线拟合公式拟合出频率点 k 处的频域补偿因子的幅度 $A(k)$ 和相位 $\phi(k)$ ；

频率点补偿因子计算单元，根据频率点 k 处频域补偿因子的幅度和相位，将复数频域补偿因子转化为笛卡尔坐标表示形式，然后根据共轭对称关系得到最后所需要的频率点 k' 处的补偿因子；

频域补偿计算单元，将得到的频域补偿因子与可配置 FFT 处理器输出的对应频率点序号为 k' 处的数据进行复数相乘，完成频域补偿过程，以及，

控制逻辑子电路：分别与所述补偿信息存储单元、频域补偿因子的幅度和相位计算单元、频率点补偿因子计算单元以及频域补偿计算单元连接，用以给所述补偿信息存储单元、频域补偿因子的幅度和相位计算单元、频率点补偿因子计算单元和频域补偿计算单元提供控制信号。



可配置变换长度 DFT 的频域补偿方法及装置

技术领域

本发明涉及数字信号处理及数字信息传输技术领域，特别涉及一种用于变换长度可以配置的 DFT（离散傅立叶变换）系统的频域补偿方法及相关装置。

背景技术

DFT/IDFT（离散傅立叶变换/逆离散傅立叶变换）是无线通信技术中的关键方法，其不仅用于 OFDM 信号的调制和解调，还可用于 LTE 上行链路发送机制采用的最新的 SC-FDMA（单载波频分多址），也称为 DFT-Spread OFDM(DFT 扩展 OFDM) 信号的 DFT 预编码。

DFT 变换有几种常用的表达形式，这几种表达形式之间只有一个常数因子的差别，其表达的内容是一样的。本发明使用下式表示 N 点 DFT 变换：

$$X(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \quad (1)$$

相应的， N 点 IDFT 表示为：

$$x(n) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi k \frac{n}{N}} \quad (2)$$

由公式 (1) 和公式 (2) 可知，对 DFT 运算的输入取共轭，输出结果再取共轭，便可以得到 IDFT 变换结果，因此所有对 DFT 相关论述都可自然推广到 IDFT。

目前，无线通信系统中所使用的 DFT，从原来只使用变换长度 $N=2^n$ 的 DFT 以便于进行 FFT（快速傅立叶变换）运算发展到现在已经开始使用变换长度非 2^n 的 DFT，如中国数字电视地面传输标准使用 3780 点 DFT；从使用单一变换长度的 DFT 发展到使用多种可配置变换长度的 DFT，如最新发展的基于 OFDM/OFDMA 技术的无线通信标准移动 WiMAX 和 LTE。

移动 WiMAX 是所谓的准 4G 无线通信技术之一，为了使用可扩展带宽，



其使用的 DFT 变换长度不再是固定的, 它可支持 128, 256, 512, 1024, 2048 几种 FFT 变换长度。

LTE是与移动WiMAX相比当前更具有发展优势的准4G无线通信技术。LTE下行链路采用OFDMA, 上行链路发送机制采用SC-FDMA。DFT是实现LTE上行链路SC-FDMA的关键方法, 其变换长度 N 取决于为指定用户的上行链路数据发送分配的子信道数量, 其以下式定义:

$$N = 12 \times 2^a 3^b 5^c \leq 1320 \quad (3)$$

其中 N 是子载波的数量, a , b 和 c 在 $N \leq 1320$ 条件下都大于等于0 (20MHz带宽时)。对于指定的用户, N 范围可以从12 ($a, b, c=0$)到1296, 总共有35个不同的选择。

在以上两个提到的无线通信标准中用到的变换长度 $N \neq 2^n$ 的DFT, 都需要 N 可以分解成若干个小素数因子的乘积即 $N = N_1 \cdot N_2 \cdots N_l$ (N_1, N_2, \cdots, N_l 是小的素数), 通过素因子分解法PFA、Winograd FFT方法等先计算小点数的DFT, 然后通过一系列复杂步骤的处理得到最终的 N 点DFT。然而, 这种方法不适用于任意变换长度的DFT, 特别是那些变换长度不能分解成小素数因子乘积的DFT。另外, 如果用此种方法计算可配置变换长度的DFT, 相应的各种变换长度必须要有共同的素数因子, 否则计算将非常复杂。

以下为方便叙述, 本发明主要使用LTE所使用的DFT作为例子进行论述, 其它情况可以类推。

针对可配置的具有任意变换长度形式的DFT, 本发明人已经向中国国家知识产权局提出了申请号为200910045186.1的发明专利。该专利描述的系统可以用一套装置计算任意变换长度的DFT/IDFT, 比如LTE上行链路SC-FDMA所使用的35种变换长度的DFT, 从而为DFT在未来的无线通信技术中的进一步应用扫清了一大障碍。

请参阅图1, 其为专利申请号为200910045186.1, 用于3GPP LTE/4G无线通信的可配置变换长度的DFT变换系统的顶层结构框图。该系统包括前处理单元101, 可配置FFT处理单元102, 后处理单元103及相应的控制逻辑单元104。



该 DFT 变换系统的工作原理如下：前处理单元 101 的输入端接收输入数据并对其进行上采样率转换后输出至可配置 FFT 处理单元 102，该输入数据是复数数据，以块为单位，每块数据包含 N 点数据，经过前处理单元 101 的上采样后得到 $M = 2^{LDN}$ 点数据的输出， $M = 2^{LDN}$ 为 2 的整数次方。可配置 FFT 处理单元 102 接收前处理单元输出的 $M = 2^{LDN}$ 点数据，并对其进行长度为 M 的 FFT 变换，然后将变换后的数据输出至后处理单元 103。最后经后处理单元 103 对数据进行频域补偿、数据抽取及预映射处理后得到最终的 DFT 变换数据。

请在参阅图 2 与图 3，其分别是上述可配置变换长度 DFT 系统的前处理单元 101 及后处理单元 103 的结构框图，如图 2 所示，在数据通路上主要包括循环重构电路 111，可配置多相滤波器电路 112 和插值电路 113。前处理单元 101 的主要作用是对长度为 N 的输入信号进行上采样，得到 2 的整数次方的长度为 $M = 2^{LDN}$ 的输出数据。

如图 3 所示，后处理单元 103 由频域补偿电路 131 和数据抽取及预映射电路 132 级联而成。其中的频域补偿电路 131 的作用就是用来补偿前处理单元 101 的上采样操作所造成的频域损伤。请参阅图 4，其为专利申请号为 200910045186.1，用于 3GPP LTE/4G 无线通信的可配置变换长度的 DFT 变换系统所采用的常用频域补偿电路的结构图，该频域补偿电路 131 包括补偿因子查找表 134，补偿因子产生逻辑电路 135 和复数乘法器子电路 136。补偿因子产生逻辑子电路 135 设置在复数乘法器子电路 136 和补偿因子查找表 134 之间。补偿因子产生逻辑电路 135 从补偿因子查找表 134 中读取数据，产生补偿因子之后送入复数乘法器子电路 136 与可配置 FFT 处理单元 102 输出的结果相乘，完成频域补偿过程。

由于频域补偿电路的主要作用是对前处理单元的上采样操作所造成的频域损伤进行补偿，因此我们需要先讨论上采样电路的频域特性和补偿因子曲线的特性。下面描述的是理想化的抽象的模型，实际情况可以无限逼近这个模型，但是总会有一定误差。设上采样过程完成后，理想的输入信号表示为 $x(n)$ 其 DFT 变换为 $X(k)$ ，由前处理单元中可配置多相滤波电路及插值电路级



联而成的滤波器的离散时间单位脉冲响应为 $h(n)$ 及相应的 DFT 变换为 $H(k)$ ，则以下关系成立：

$$y(n) = x(n) \otimes h(n) \leftrightarrow Y(k) = X(k) \cdot H(k) \quad (4)$$

所以可配置 FFT 处理单元的输出必须进行频域补偿才能得到输入 $x(n)$ 的 DFT 变换 $X(k)$ ，也就是下式：

$$X(k) = Y(k) / H(k) \quad (5)$$

补偿因子可以用下式表示

$$C(k) = \frac{1}{H(k)} = A(k)e^{j\phi(k)} \quad (6)$$

$A(k)$ 是补偿因子的幅度， $\phi(k)$ 是补偿因子的相位，对应下式

$$A(k) = \left| \frac{1}{H(k)} \right|, \quad \phi(k) = -\angle H(k) \quad (7)$$

由上可知，补偿因子是由可配置多相滤波器和插值器级联所组成的上采样滤波器的频域响应的倒数，因此可配置多相滤波器和插值器的频域特性决定了补偿因子的特性。以下先在连续时间域和频率域讨论频域响应。在随后的公式中，如果自变量为 f 则表示频率是连续的，如果自变量为 k 则表示频率是离散的。前处理单元的频域响应可以表示为下式。

$$H(f) = H_p(f)H_i(f) \quad (8)$$

式中 $H_p(f)$ 是可配置多相滤波器的频域响应， $H_i(f)$ 是插值器的频域响应。可配置多相滤波器是一个低通滤波器而且其阻带受到充分抑制，通常我们都将其单位脉冲响应 $h_p(n)$ 设计成具有偶对称特性的实系数，在这种情况下其频域响应具有如下所示的对称和线性相移特性：

$$H_p(f) = H_p^*(-f) \quad (9)$$

$$\phi_p(f) = \angle H_p(f) = f\Delta\phi_p \quad (10)$$

对于插值器，我们讨论通常情况下使用的线性插值器，其它插值器可以以此类推。图 5 是线性插值的示意图，图 6 是线性插值连续时间域的冲击响应的波形图，其公式如下



$$h_i(t) = \begin{cases} \frac{T_s - |t|}{T_s} & |t| \leq T_s \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (11)$$

(11)式为实偶函数, 则其傅里叶变换也为实偶函数, 经计算其频域响应为:

$$H'_i(f) = T_s \frac{\sin^2(\pi f T_s)}{(\pi f T_s)^2} = T_s \text{sinc}^2(f T_s) \quad (12)$$

实际使用时, 插值器对应的应该是一个因果系统, 这可以将 $h_i(t)$ 右移 τ 得到 $h_i(t-\tau)$, 对应的傅里叶变换为

$$H_i(f) = T_s \text{sinc}^2(f T_s) \exp(-2\pi f \tau) \quad (13)$$

由公式(13)可知线性插值运算同样是一个具有对称幅度频率响应特性的线性相移系统。由于可配置多相滤波器和线性插值器的频域响应都是线性相移和幅度偶对称的, 根据公式(8)由它们级联而成的滤波器同样也具有线性相移和幅度频率响应偶对称特性。

根据前面的分析, 对于设计良好的前处理单元, 可以证明经过一系列数字信号处理得到的频域补偿因子同样具有偶对称的幅度频率特性和很好的线性相移特性, 在离散频率域, 以下几式成立:

$$C(N-k) = C^*(k), \quad k = 1, 2, \dots, \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \quad (14)$$

$$A(N-k) = A(k), \quad \phi(N-k) = -\phi(k), \quad k = 1, 2, \dots, \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \quad (15)$$

$$\phi(k) = k\Delta\phi, \quad k = 0, 1, \dots, \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \quad (16)$$

式中 $\lfloor N/2 \rfloor$ 表示取小于或等于 $N/2$ 的最大整数。图7给出了LTE中用到的1296点DFT的频域补偿因子幅度频率特性, 可见其具有公式(14)和公式(15)所描述的对称性; 图8给出了相应的相位频率特性, 它具有公式(16)所描述的线性相移特性(注: 在图8中, 相位 $\phi(k) \pm 2m\pi$, $m = 0, 1, \dots$ 和 $\phi(k)$ 表示的值是一样的)。

在以上专利申请号为200910045186.1的发明中, 对补偿因子不进行处理, 而直接将补偿因子放在存储器中。假设补偿因子的实部和虚部均采用12位的定点数表示, 对于LTE上行链路SC-FDMA调制所需的35种DFT变换长度,



则补偿因子所需的存储空间 (ROM 或者 RAM) 约为 393Kbits; 利用公式 (14) 中补偿因子的对称特性, 则需要的存储空间可减小为原来的 1/2, 约为 197Kbits。在这种情况下, 需要的存储空间已经有些偏大, 但勉强还可接受。

如果我们希望在未来的无线通信标准中推广使用这种可配置变换长度的 DFT, 例如需要实现的变换长度是 10~1600 并且相邻点数是连续的。同样使用 12 位的定点数表示补偿因子的实部和虚部, 如果不对补偿因子作任何处理, 那么需要的存储空间约为 30.7Mbits; 如果利用公式 (14) 中补偿因子的对称特性, 需要的存储空间可以降到约 15.4Mbits。显然, 这两种情况下所需要的存储空间都太大, 是不可接受的。

发明内容

本发明的目的在于提供一种可配置变换长度 DFT 的频域补偿方法及装置, 以解决现有技术中直接存储补偿因子所需存储空间过大的技术问题。

为达到上述目的, 本发明提供一种可配置变换长度 DFT 的频域补偿方法, 包括以下步骤:

(1) 建立并存储包括补偿因子拟合系数查找表在内的补偿信息, 所述补偿因子拟合系数查找表保存变换长度 N 和与之对应的拟合系数, 所述补偿信息中还包括拟合曲线公式所需自变量 x_1 和 x_2 的计算方法;

(2) 每一次频域补偿计算时, 先根据变换长度 N 查找补偿因子拟合系数查找表获得拟合系数, 再计算出拟合自变量, 后分别通过曲线拟合公式和直线拟合公式计算出频率点 k 处的频域补偿因子的幅度 $A(k)$ 和补偿因子的相位 $\phi(k)$, 其中,

$$k = \begin{cases} k', & k' = 0, 1, \dots, \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \\ N - k', & k' = \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor + 1, \dots, N - 1 \end{cases}$$

其中 k' 为需要进行频域补偿的频率点的序号;

(3) 根据频率点 k 处频域补偿因子的幅度和相位, 将复数的频域补偿因子转化为笛卡尔坐标表示形式, 然后根据共轭对称关系得到最后所需要的频



率点 k' 处的补偿因子;

(4)将得到的频域补偿因子与可配置FFT处理器输出的对应频率点序号为 k' 处的数据进行复数相乘,完成频域补偿过程。

依照本发明较佳实施例所述的方法,步骤(1)建立并存储补偿信息进一步包括:建立并保存 $1/\text{sinc}^2(cx_2)$ 函数查找表,根据其自变量 $x=cx_2$ 的取值范围,将自变量在这个范围内进行若干等分,得到对应的 $1/\text{sinc}^2x$ 函数值, $(x,1/\text{sinc}^2x)$ 的关系便可以构成一个查找表,其中由 x 可计算出查找表的对应的地址, $1/\text{sinc}^2x$ 对应查找表的内容。

依照本发明较佳实施例所述的方法,步骤(1)建立并存储补偿信息进一步包括:建立并保存 $\cos x$ 函数查找表,将余弦函数 $\cos x$ 的自变量 x 在 $[0,\pi/2]$ 范围内进行若干等分,得到对应的 $\cos x$ 函数值, $(x,\cos x)$ 的关系便可以构成一个查找表,其中由 x 可计算出查找表的对应的地址, $\cos x$ 对应查找表的内容。

依照本发明较佳实施例所述的方法,其还包括:

对于每一种变换长度 N ,只需要计算频率序号为 $0,1,\dots,\left\lfloor\frac{N}{2}\right\rfloor$ 的频域补偿因子,而 $\left\lfloor\frac{N}{2}\right\rfloor+1,\dots,N-1$ 范围内的频域补偿因子利用共轭对称特性 $C(k)=C^*(N-k)$ 由前述的补偿因子得到。

依照本发明较佳实施例所述的方法,步骤(2)进一步包括:对于频率序号 k 在 $0,1,\dots,\left\lfloor\frac{N}{2}\right\rfloor$ 范围内的 $\left\lfloor\frac{N}{2}\right\rfloor+1$ 个频域补偿因子的幅度,采用曲线拟合公式 $A(k)=P(x_1)\cdot S(x_2)+Q(x_1)$ 计算得到;曲线拟合公式中 $P(x_1)$ 和 $Q(x_1)$ 是以 x_1 为自变量的多项式, $S(x_2)$ 是以 x_2 为自变量并且是与可配置变换长度DFT的



前处理单元的幅频特性有关的函数。

依照本发明较佳实施例所述的方法，步骤（2）进一步包括：

采用 $A(k) = P(x_1) \cdot S(x_2) + Q(x_1)$ 计算补偿因子幅度，其中 $P(x_1)$ 和 $Q(x_1)$ 使用一次多项式，即 $P(x_1) = a + bx_1$ 和 $Q(x_1) = d + ex_1$ ；对于可配置变换长度 DFT 前处理单元使用线性插值的情况下， $S(x_2) = 1/\text{sinc}^2(cx_2)$ ；

其中 a ， b ， c ， d ， e 为计算补偿因子幅度所用到的拟合系数。

依照本发明较佳实施例所述的方法，步骤（2）进一步包括：

采用直线拟合公式 $\phi(k) = k\Delta\phi$ 计算出补偿因子的相位 $\phi(k)$ ，其中 k 为频率序号， $\Delta\phi$ 为拟合得到的系数。

依照本发明较佳实施例所述的方法，步骤（3）进一步根据共轭对称关系得到最后所需要的频率点 k' 处的补偿因子如下所示：

$$C(k') = \begin{cases} A(k) \cdot \cos\phi(k) + j \cdot A(k) \cdot \sin\phi(k), & k' \leq \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \\ A(k) \cdot \cos\phi(k) - j \cdot A(k) \cdot \sin\phi(k), & k' > \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \end{cases}$$

依照本发明较佳实施例所述的方法，拟合曲线公式所需自变量 x_1 和 x_2 的

计算方法进一步包括 $x_1 = \frac{k - \left\lfloor \frac{N}{4} \right\rfloor}{2^{\left\lfloor \log_2\left(\frac{N}{2}\right) \right\rfloor - 1}}$ 和 $x_2 = \frac{k}{2^{\left\lfloor \log_2\left(\frac{N}{2}\right) \right\rfloor + 1}}$ 。

本发明还提供一种可配置变换长度 DFT 的频域补偿装置，包括：

补偿信息存储单元，用于存储补偿因子拟合系数查找表在内的补偿信息，所述补偿因子拟合系数查找表保存变换长度 N 和与之对应的拟合系数，所述补偿信息中还包括拟合曲线公式所需自变量 x_1 和 x_2 的计算方法；；

频域补偿因子的幅度和相位计算单元，先根据变换长度 N 查找补偿因子拟合系数查找表获得拟合系数，再计算出拟合自变量，分别通过曲线拟合公



式和直线拟合公式拟合出频率点 k 处的频域补偿因子的幅度 $A(k)$ 和相位 $\phi(k)$;

频率点补偿因子计算单元, 根据频率点 k 处频域补偿因子的幅度和相位, 将复数频域补偿因子转化为笛卡尔坐标表示形式, 然后根据共轭对称关系得到最后所需要的频率点 k' 处的补偿因子;

频域补偿计算单元, 将得到的频域补偿因子与可配置 FFT 处理器输出的对应频率点序号为 k' 处的数据进行复数相乘, 完成频域补偿过程, 以及,

控制逻辑子电路: 分别与补偿信息存储单元、频域补偿因子的幅度和相位计算单元、频率点补偿因子计算单元以及频域补偿计算单元连接, 用以给补偿信息存储单元、频域补偿因子的幅度和相位计算单元、频率点补偿因子计算单元和频域补偿计算单元提供控制信号。

本发明提供的一种可配置变换长度 DFT 的频域补偿方法, 首先利用频域补偿因子的对称特性, 减少需要计算的补偿因子的数量; 然后利用曲线拟合的方法来得到这些频域补偿因子的幅度, 利用直线拟合的方法得到补偿因子的相位; 得到补偿因子的幅度和相位之后再将补偿因子转化为实部虚部分离的笛卡尔坐标表示形式, 而后送入复数乘法器与对应频率点的数据相乘, 完成频域补偿过程。本发明所用的方法使需要存储的数据变为曲线拟合和直线拟合得到的系数, 极大地减少了生成补偿因子所需的数据存储量。本发明可用于 3GPP LTE 上行链路 SC-FDMA 以及未来无线通信系统 OFDM/OFDMA 调制所用到的 DFT/IDFT 变换。

换句话说, 本发明提出的频域补偿算法只需要存储相关频域补偿因子的拟合系数, 而不必存储每个频域点的复数频域补偿因子, 大大减少了得到频域补偿因子所需的存储空间, 使实现具有大量的可配置变换长度的 DFT 系统成为可能。另外, 本发明提出的实现上述频域补偿算法的频域补偿装置可以高效地实现该频域补偿算法, 并且其结构简单、占用硬件资源相对较少。

附图说明

图 1 为专利申请号为 200910045186.1 一用于 3GPP LTE/4G 无线通信的 DFT 变换系统的顶层结构图;



图 2 为专利申请号为 200910045186.1 一用于 3GPP LTE/4G 无线通信的 DFT 变换系统的前处理单元的结构图;

图 3 为专利申请号为 200910045186.1 一用于 3GPP LTE/4G 无线通信的 DFT 变换系统的后处理单元的结构图;

图 4 为常用的用于可配置变换长度 DFT 系统的后处理单元的频域补偿电路的结构框图;

图 5 为对一离散信号进行线性插值得到相应的连续信号的示意图;

图 6 为线性插值操作在连续时间域所对应的冲击响应波形图;

图 7 为一 LTE 中用到的变换长度为 1296 的 DFT, 频率序号处于 $[0, 1295]$ 范围内所对应的补偿因子幅度频率特性曲线;

图 8 为一 LTE 中用到的变换长度为 1296 的 DFT, 频率序号处于 $[0, 1295]$ 范围内所对应的补偿因子相位频率特性曲线;

图 9 为一 LTE 中用到的变换长度为 1296 的 DFT, 频率序号处于 $[0, 648]$ 范围内所对应的补偿因子幅度频率特性曲线;

图 10 为一 LTE 中用到的变换长度为 1296 的 DFT, 频率序号处于 $[0, 648]$ 范围内所对应的补偿因子相位频率特性曲线;

图 11 为对图 9 所示的曲线进行拟合, 利用拟合曲线公式计算得到的补偿因子的幅度频率曲线;

图 12 为图 9 和图 11 所示曲线相对误差的绝对值和频率的关系示意图;

图 13 为对图 10 所示的直线进行拟合, 利用拟合直线公式计算得到的补偿因子的相位频率曲线;

图 14 为图 10 和图 13 所示直线的误差的绝对值和频率的关系示意图;

图 15 为本发明的可配置变换长度 DFT 的频域补偿方法的原理流程图;

图 16 为本发明的可配置变换长度 DFT 的频域补偿方法的示例流程图;

图 17 为本发明的可配置变换长度 DFT 的频域补偿装置的结构框图;

图 18 为本发明的可配置变换长度 DFT 的频域补偿装置的频域补偿因子的幅度和相位计算单元结构框图。

具体实施方式



本发明的关键在于使用拟合方法产生频域补偿因子，使得只需要存储相关的拟合系数而不必存储每个频率点的复数频域补偿因子，从而大大减少了数据存储量，使实现具有大量的可配置变换长度的 DFT 系统成为可能。

以下结合附图，具体说明本发明：

由于本发明采用拟合方法产生频域补偿因子，在此，首先介绍补偿因子幅度和相位的拟合方法。

根据公式 (14)、公式 (15) 和公式 (16)，可以知道补偿因子具有对称特性，线性相移特性。同时，在设计前处理单元的可配置多相滤波器时都会使其有良好的通带幅度频率特性尤其是纹波得到充分抑制。频域补偿是对前处理单元中由可配置多相滤波器和线性插值器级联而成的滤波器对频域数据造成的损伤进行补偿，因此频域补偿因子的幅度频率特性曲线也具有相应良好特性，可以采用曲线拟合方法得到补偿因子的幅度。以下讨论得到频域补偿因子的相关步骤。

首先根据公式 (14) 所描述的补偿因子的对称特性，对于变换长度为 N 的 DFT 并不需要存储所有 N 个频率点的频域补偿因子，只需要知道频率序号为 $0, 1, \dots, \lfloor N/2 \rfloor$ 的频域补偿因子，而 $\lfloor N/2 \rfloor + 1, \dots, N-1$ 的频域补偿因子利用对称特性可以由 $0, 1, \dots, \lfloor N/2 \rfloor$ 的补偿因子得到。仅这一步，就可以使需要存储的数据量减半。图 7 是 $N=1296$ 时，频率序号 k 在 $[0, 1295]$ 范围内对应的补偿因子的幅度频率曲线，图 8 是对应的相位频率曲线，可以明显的看到其对称特性。

对于上述的频率序号在 $0, 1, \dots, \lfloor N/2 \rfloor$ 范围内的复数补偿因子，可以将其幅度和相位分离开来表示为极坐标形式，得到相应的幅度频率曲线和相位频率曲线。图 9 是 $N=1296$ 时，频率序号 k 在 $[0, 648]$ 范围内对应的补偿因子的幅度频率曲线，图 10 是对应的相位频率曲线，可以看到幅度频率曲线是一个平滑的单调递增曲线，相位频率曲线是一条直线。

根据前面的分析，频域补偿是为了补偿前处理单元中级联起来的可配置多相滤波器和线性插值器对输入信号造成的频域损伤。由公式 (12) 和公式 (13)，知道线性插值器的幅度频率响应中有个 $\text{sinc}^2 cx$ 函数项（在这里 c 常数，



x 为频率相关的自变量), 因此我们在针对补偿因子的幅度频率特性选用拟合曲线时可以使其包含一个对应的 $1/\text{sinc}^2 cx$ 函数项。前处理单元的可配置多相滤波器是经过精心设计的, 其幅度频率响应在通带范围内是平滑并且缓慢变化的。综合考虑各种因素, 本发明采用下式所描述的曲线来对频域补偿因子的幅度频率特性进行拟合。

$$A(k) = P(x_1) \cdot S(x_2) + Q(x_1) \quad (17)$$

式中

$$S(x_2) = 1/\text{sinc}^2(cx_2) \quad (18)$$

上式中 x_1 和 x_2 是对频率序号 k ($k=0, 1, 2, \dots, \lfloor N/2 \rfloor$) 进行合适的线性处理得到的变量, 其主要目的是为了曲线拟合得到病态的结果, 本发明较佳实施例采用以下两式所描述的 x_1, x_2 。

$$x_1 = \frac{k - \left\lfloor \frac{N}{4} \right\rfloor}{2^{\left\lfloor \log_2 \left(\frac{N}{2} \right) \right\rfloor - 1}} \quad (19)$$

$$x_2 = \frac{k}{2^{\left\lfloor \log_2 \left(\frac{N}{2} \right) \right\rfloor + 1}} \quad (20)$$

采用公式(19)和公式(20)生成拟合用的自变量避免了复杂的除法运算, 通过简单的移位就可以得到除法的结果。

在公式(17)所描述的补偿因子的幅度拟合曲线中, $P(x_1)$ 和 $Q(x_1)$ 是两个以 x_1 为自变量的多项式。通常情况下, $P(x_1)$ 和 $Q(x_1)$ 的阶次越高, 拟合得到的结果越精确, 但需要的乘法器和加法器资源也越多。在本发明的较佳实施例中, $P(x_1)$ 和 $Q(x_1)$ 采用一次多项式就能拟合得到相当精确的结果, 其表达式如下所示。

$$P(x_1) = a + bx_1 \quad (21)$$

$$Q(x_1) = d + ex_1 \quad (22)$$

根据以上分析, 只要对通过数字计算得到的补偿因子的幅度频率特性曲线采用公式(17)至公式(22)所描述的公式进行曲线拟合, 得到相应的拟合系数 a, b, c, d, e , 就不必再需要存储 $\lfloor N/2 \rfloor + 1$ 个幅度值, 因为我们可以根据频率序号 k 及拟合系数 a, b, c, d, e 采用上述公式计算得到对应频率点的补偿因



子的幅度值。这样便大大减少了数据存储量。

图 11 是对图 9 所示的由数值计算得到的补偿因子的幅度频率曲线按照公式 (17) 至公式 (22) 进行拟合所得到的幅度频率曲线。图 12 是图 11 和图 9 所示曲线的相对误差和频率的关系,其相对误差的最大值 $<5\times 10^{-4}$ 。由此可见,拟合得到的频域补偿因子的幅度和原来实际的补偿因子的幅度之间的误差是很小的。

根据公式 (16), 在 $k=0, 1, 2, \dots, \lfloor N/2 \rfloor$ 范围内, 补偿因子的相位和频率成线性关系, 图 10 就是 $N=1296$ 时补偿因子相位和频率序号之间的关系曲线, 这是一条明显的从原点开始的直线。因此, 可以对补偿因子的相位进行直线拟合得到该直线的斜率 $\Delta\phi$, 根据该斜率和频率序号 k 就可以得到相应的补偿因子的相位。采用直线拟合方法后, 我们只需要存储一个斜率值 $\Delta\phi$, 而不必再需要存储 $\lfloor N/2 \rfloor + 1$ 个相位值。

图 13 是对图 10 所示的由数值计算得到的补偿因子的相位频率曲线按照公式 (16) 进行直线拟合所得到的相位频率曲线。图 14 是图 10 和图 13 所示相位频率曲线的误差绝对值和频率的关系, 其误差的最大值 $<5\times 10^{-5}$ 。由此可见, 拟合得到的频域补偿因子的相位和原来实际的补偿因子的相位基本是一致的, 误差很小。

根据以上的描述, 补偿因子的幅度和相位都可以采用拟合方法产生, 而不需要存储每个频率点对应的复数的补偿因子。下面系统详细地描述本发明的可配置变换长度 DFT 的频域补偿算法的流程, 并以 3GPP LTE 上行链路 SC-FDMA 调制所用的 DFT 为例进行描述。

请参阅图 15, 其为本发明一种可配置变换长度 DFT 的频域补偿方法的原理流程示意图。它包括以下步骤:

S11: 建立并存储包括补偿因子拟合系数查找表在内的补偿信息, 所述补偿因子拟合系数查找表保存变换长度 N 和与之对应的拟合系数, 所述补偿信息中还包括曲线拟合公式所需自变量 x_1 和 x_2 的计算方法。

对于可配置变换长度 DFT 的每一种变换长度 N , 通过数字计算方法可以得到其补偿因子的幅度频率曲线和相位频率曲线, 然后使用曲线拟合公式和



直线拟合公式分别对幅度频率曲线和相位频率曲线进行拟合得到对应的拟合系数。

补偿因子的幅度采用曲线拟合公式 $A(k) = P(x_1) \cdot S(x_2) + Q(x_1)$ 计算得到；曲线拟合公式中 $P(x_1)$ 和 $Q(x_1)$ 是以 x_1 为自变量的多项式， $S(x_2)$ 是以 x_2 为自变量并且是与可配置变换长度 DFT 的前处理单元的幅频特性有关的函数。 $S(x_2)$ 可以先制作成查找表，也可以确定对应的计算公式。在本发明的实例中，其中 $P(x_1)$ 和 $Q(x_1)$ 使用一次多项式，即 $P(x_1) = a + bx_1$ 和 $Q(x_1) = d + ex_1$ ；对于可配置变换长度 DFT 前处理单元使用线性插值的情况下， $S(x_2) = 1/\text{sinc}^2(cx_2)$ 。

建立并存储补偿信息进一步包括：建立并保存 $1/\text{sinc}^2(cx_2)$ 函数查找表：根据其自变量 $x = cx_2$ 的取值范围，将自变量在这个范围内进行若干等分，得到对应的 $1/\text{sinc}^2x$ 函数值， $(x, 1/\text{sinc}^2x)$ 的关系便可以构成一个查找表，其中由 x 可计算得到对应查找表的地址， $1/\text{sinc}^2x$ 对应查找表的内容。需要说明的是， $1/\text{sinc}^2x$ 可以做成查找表，也可以不做成查找表，都应落在本发明的保护范围内。

建立并存储补偿信息进一步包括：建立并保存 $\cos x$ 函数查找表。同样需要说明的是， $\cos x$ 可以做成查找表，也可以不做成查找表，都应落在本发明的保护范围内。

S12: 每一次频域补偿计算时，先根据变换长度 N 查找补偿因子拟合系数查找表获得拟合系数，再计算出拟合自变量，后分别通过曲线拟合公式和直线拟合公式计算出频率点 k 处的频域补偿因子的幅度 $A(k)$ 和补偿因子的相位 $\phi(k)$ ，其中，

$$k = \begin{cases} k', & k' = 0, 1, \dots, \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \\ N - k', & k' = \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor + 1, \dots, N - 1 \end{cases}$$

其中 k' 为需要进行频域补偿的频率点的序号；

在本实例中，曲线拟合公式所需自变量 x_1 和 x_2 的计算方法进一步包括



$x_1 = \frac{k - \left\lfloor \frac{N}{4} \right\rfloor}{2^{\left\lfloor \log_2\left(\frac{N}{2}\right) \right\rfloor - 1}}$ 和 $x_2 = \frac{k}{2^{\left\lfloor \log_2\left(\frac{N}{2}\right) \right\rfloor + 1}}$ ，需要说明的是，确定 x_1 和 x_2 的计算方法可以是很多种，以上举的仅是本发明的一实例。

S13: 根据频率点 k 处频域补偿因子的幅度和相位，将其转化为笛卡尔坐标表示形式，然后根据共轭对称关系得到最后所需要的频率点 k' 处的补偿因子。

根据共轭对称关系得到最后所需要的频率点 k' 处的补偿因子可以采用如下示例，下述的示例是用于举例用，并非用于限定本发明的。

$$C(k') = \begin{cases} A(k) \cdot \cos \phi(k) + j \cdot A(k) \cdot \sin \phi(k), & k' \leq \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \\ A(k) \cdot \cos \phi(k) - j \cdot A(k) \cdot \sin \phi(k), & k' > \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \end{cases}$$

S14: 将得到的频域补偿因子与可配置 FFT 处理器输出的对应频率点序号为 k' 处的数据进行复数相乘，完成频域补偿过程。

实施例

请参阅图 16，其为本发明的可配置变换长度 DFT 的频域补偿方法的示例流程图。一种可配置变换长度 DFT 的频域补偿方法，包括以下步骤：

S110: 根据变换长度 N 得到其对应的拟合系数在预先设定的补偿因子拟合系数查找表中的地址，并读出查找表中相应地址的拟合系数，如 a ， b ， c ， d ， e 和 $\Delta\phi$ ；

S120: 对需要进行频域补偿的频率点的序号 k' ，将其按照下式转换为 $\left[0, \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor\right]$ 范围内的频率序号 k ：



$$k = \begin{cases} k', & k' = 0, 1, \dots, \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \\ N - k', & k' = \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor + 1, \dots, N - 1 \end{cases}$$

并根据频率序号 k 求得拟合曲线公式所需的自变量 x_1 和 x_2 ;

S130: 根据拟合系数如 a, b, c, d, e 以及自变量 x_1 和 x_2 , 使用曲线拟合公式 $A(k) = P(x_1) \cdot S(x_2) + Q(x_1)$ 计算出频率点 k 处的频域补偿因子的幅度 $A(k)$; 根据频率点序号 k 及直线拟合公式 $\phi(k) = k\Delta\phi$ 可以计算出对应的补偿因子的相位 $\phi(k)$;

S140: 根据频率点 k 处频域补偿因子的幅度和相位, 将其转化为笛卡尔坐标表示形式 $C(k) = A(k) \cdot \cos\phi(k) + j \cdot A(k) \cdot \sin\phi(k)$, 然后根据共轭对称关系得到最后所需要的频率点 k' 处的补偿因子如下所示:

$$C(k') = \begin{cases} A(k) \cdot \cos\phi(k) + j \cdot A(k) \cdot \sin\phi(k), & k' \leq \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \\ A(k) \cdot \cos\phi(k) - j \cdot A(k) \cdot \sin\phi(k), & k' > \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \end{cases}$$

S150: 得到频域补偿因子 $C(k')$ 后, 将其与可配置 FFT 处理器输出的对应频率点序号为 k' 处的数据进行复数相乘, 完成频域补偿过程。

以上对补偿因子幅度和相位的拟合方法已经进行了详细的论述, 在此不再赘述。本发明的频域补偿方法在实现上需要预先设定几个查找表, 分别为补偿因子拟合系数查找表, $1/\text{sinc}^2x$ 函数查找表, 以及 $\cos x$ 函数查找表。以下分别对上述查找表的设定加以介绍。

(1)、补偿因子拟合系数查找表

首先, 需要通过数值计算方法得到各种变换长度的 DFT 的补偿因子的幅度频率曲线和相位频率曲线。然后, 按照上面描述的方法进行曲线拟合得到相应的幅度频率曲线的拟合系数 a, b, c, d, e ; 进行直线拟合得到相位频率直线的斜率 $\Delta\phi$ 。将 DFT 变换长度 N 和与之相应的拟合系数制成一张补偿因子拟合系数查找表, 表 1 所示为 3GPP LTE DFT 的一个较佳实施例的 DFT 变换长



度 N 和相应拟合系数的查找表。用硬件实现时, 需要将对应的系数定点化并存放在 ROM 或者 RAM 中。

序号	变换长度 N	a	b	c	d	e	$\Delta\phi$
0	12	0.3868	0.1140	0.9010	0.2106	-0.1268	-1.840830
1	24	0.3776	0.1298	0.8961	0.2255	-0.1387	-0.920405
2	36	0.2649	0.1607	1.1840	0.1984	-0.1586	-0.613598
3	48	0.3725	0.1357	0.8948	0.2336	-0.1425	-0.460200
4	60	0.2362	0.0647	0.7172	0.1405	-0.0694	-0.368155
5	72	0.2777	0.1477	1.1864	0.1788	-0.1530	-0.306796
6	96	0.3776	0.1330	0.8955	0.2303	-0.1407	-0.230099
7	108	0.2043	0.0729	0.7933	0.1398	-0.0741	-0.204530
8	120	0.2240	0.0753	0.7132	0.1598	-0.0756	-0.184078
9	144	0.2781	0.1394	1.1913	0.1775	-0.1455	-0.153398
10	180	0.3341	0.1541	0.9498	0.2432	-0.1533	-0.122718
11	192	0.3714	0.1364	0.8948	0.2352	-0.1429	-0.115049
12	216	0.2087	0.0700	0.7940	0.1329	-0.0731	-0.102265
13	240	0.2323	0.0675	0.7163	0.1466	-0.0709	-0.092039
14	288	0.2770	0.1427	1.1898	0.1792	-0.1482	-0.076699
15	300	0.2822	0.1489	1.1412	0.1967	-0.1505	-0.073631
16	324	0.3167	0.1316	1.0621	0.1932	-0.1400	-0.068178
17	360	0.3493	0.1357	0.9547	0.2191	-0.1425	-0.061359
18	384	0.3735	0.1337	0.8955	0.2318	-0.1412	-0.057525
19	432	0.2066	0.0706	0.7943	0.1361	-0.0729	-0.051131
20	480	0.2327	0.0673	0.7164	0.1459	-0.0708	-0.046019
21	540	0.2592	0.1422	1.2697	0.1690	-0.1469	-0.040907
22	576	0.2771	0.1390	1.1920	0.1788	-0.1445	-0.038350
23	600	0.2835	0.1462	1.1422	0.1945	-0.1487	-0.036816
24	648	0.3098	0.1414	1.0591	0.2044	-0.1458	-0.034089
25	720	0.3352	0.1525	0.9503	0.2415	-0.1523	-0.030680
26	768	0.3684	0.1395	0.8941	0.2401	-0.1446	-0.028762
27	864	0.2090	0.0682	0.7954	0.1323	-0.0714	-0.025566
28	900	0.2192	0.0665	0.7646	0.1353	-0.0705	-0.024544
29	960	0.2294	0.0702	0.7152	0.1513	-0.0725	-0.023010
30	972	0.2339	0.0690	0.7069	0.1506	-0.0719	-0.022726
31	1080	0.2585	0.1431	1.2694	0.1702	-1.1473	-0.020454
32	1152	0.2727	0.1452	1.1901	0.1858	-0.1480	-0.019175
33	1200	0.2800	0.1518	1.1404	0.2002	-0.1521	-0.018408
34	1296	0.3050	0.1478	1.0572	0.2119	-0.1496	-0.017044

表.1

需要说明的是, 上表只是一个实例, 实际的拟合系数和滤波器设计以及上采样倍数等有关系, 另外对相位拟合得到的斜率 $\Delta\phi$ 使用较高的精度表示。

(2)、 $1/\text{sinc}^2x$ 函数查找表

公式 (18) 中的因子 $1/\text{sinc}^2x$ 是超越函数, 不能用通常的计算方法在硬件中实现。为解决这个问题, 我们可以根据其自变量 $x = cx_2$ 的取值范围, 将自变量在这个范围内进行若干等分, 然后用数值计算方法得到对应的 $1/\text{sinc}^2x$ 函数值。 $(x, 1/\text{sinc}^2x)$ 的关系便可以构成一个查找表, 其中由 x 计算出对应查找



表的地址， $1/\text{sinc}^2x$ 对应查找表的内容。只要 x 等分得足够精细，用查找表方法得到的 $1/\text{sinc}^2x$ 函数值就足够精确。

通过分析， cx_2 的取值范围在 $[0, 0.7]$ 之间。将自变量在此取值范围按 $0.7/1024$ 间隔均匀等分，然后计算对应的1024个函数值得到的查找表就基本能够满足精度要求。

(3)、 $\cos x$ 函数查找表

通过拟合方法得到补偿因子的幅度和相位之后，需要将极坐标形式表示的补偿因子转化为笛卡尔坐标表示形式，即下式。

$$C(k) = A(k)e^{j\phi(k)} = A(k) \cdot \cos\phi(k) + j \cdot A(k) \cdot \sin\phi(k) \quad (23)$$

上式需要计算三角函数值 $\cos\phi(k)$ 和 $\sin\phi(k)$ ，这可以用其它方法如CORDIC算法实现，但本发明采用查找表方式实现，其原理和前面描述的计算 $1/\text{sinc}^2x$ 函数值的方法一致。

根据三角函数的性质，只需要计算自变量 x 在 $[0, \pi/2]$ 范围内的 $\cos x$ 函数值并制作成查找表即可，其它范围的 $\cos x$ 函数值以及 $\sin x$ 函数值都可以根据三角函数关系由 $[0, \pi/2]$ 范围内的 $\cos x$ 函数值得到。同样，自变量 x 在 $[0, \pi/2]$ 范围内按1024间隔等分得到的 $\cos x$ 函数查找表基本能满足精度要求。

有了上述三个查找表后，有关频域补偿的所有运算都可以用简单的硬件模块实现。

基于上述方法，本发明又提出一种可配置变换长度DFT的频域补偿装置，该频域补偿装置在数字电路中实现，如图17所示，该频域补偿装置包括：补偿信息存储单元201、频域补偿因子的幅度和相位计算单元202、频率点补偿因子计算单元203、频域补偿计算单元204和控制逻辑子电路205，其中补偿信息存储单元201用于存储补偿因子拟合系数查找表在内的补偿信息，所述补偿因子拟合系数查找表保存变换长度 N 和与之对应的拟合系数，所述补偿信息中还包括拟合曲线公式所需自变量 x_1 和 x_2 的计算方法；频域补偿因子的幅度和相位计算单元202先根据变换长度 N 查找补偿因子拟合系数查找表获得拟合系数，再计算出拟合自变量，分别通过曲线拟合公式和直线拟合公式



拟合出频率点 k 处的频域补偿因子的幅度 $A(k)$ 和相位 $\phi(k)$ ；频率点补偿因子计算单元 203 根据频率点 k 处频域补偿因子的幅度和相位，将复数频域补偿因子转化为笛卡尔坐标表示形式，然后根据共轭对称关系得到最后所需要的频率点 k' 处的补偿因子；频域补偿计算单元 204 将得到的频域补偿因子与可配置 FFT 处理器输出的对应频率点序号为 k' 处的数据进行复数相乘，完成频域补偿过程。控制逻辑子电路 205 分别与补偿信息存储单元 201、频域补偿因子的幅度和相位计算单元 202、频率点补偿因子计算单元 203 以及频域补偿计算单元 204 连接，用以给补偿信息存储单元 201、频域补偿因子的幅度和相位计算单元 202、频率点补偿因子计算单元 203 和频域补偿计算单元 204 提供控制信号。本申请所称连接是指电路间的电气连接，可以是直接连接，也可以是间接连接，并不限于以何种具体的方式相连。

请参阅图 18，其为本发明的频域补偿装置的核心模块——频域补偿因子的幅度和相位计算单元的结构框图，频域补偿因子的幅度和相位计算单元 202 包括拟合自变量产生子电路 206，幅度相位拟合产生子电路 207 以及 $1/\text{sinc}^2x$ 查找表 208。其中，拟合自变量产生电路 206 和幅度相位拟合产生电路 207 依次相连，幅度相位拟合产生电路 207 还分别与 $1/\text{sinc}^2x$ 查找表 208 和补偿信息存储单元 201 连接。拟合自变量产生电路 206 接收控制输入信号产生用于拟合的自变量，并将拟合自变量输出给幅度相位拟合产生电路 207；幅度相位拟合产生电路 207 接收拟合自变量和控制输入信号以及补偿信息存储单元 201 输出的拟合系数，并从 $1/\text{sinc}^2x$ 查找表中查找相应的函数值，分别用拟合曲线公式和拟合直线公式计算得到补偿因子的幅度和相位并输出。在本实例中， $1/\text{sinc}^2x$ 查找表存储的是将 x 的值在 $[0, x_{\max}]$ 之内进行若干等分后求出的对应 $1/\text{sinc}^2x$ 函数值。

本发明的主要目的是减少可配置变换长度 DFT 进行频域补偿时所需要的频域补偿因子的数据存储量，从而也减少了大规模集成电路实现时所需的硅片面积，为相应的 DFT 变换系统在未来无线通信技术中的广泛应用扫除了一大障碍。表 2 给出了各种不同情况下，频域补偿操作所需的数据存储空间。为简单起见，以所有数据都用 12 位的定点数表示为例。



DFT 变换长度范围	补偿因子产生方法	所需要的存储空间
LTE 35 种变换长度	不利用对称特性直接产生	393 Kbits
LTE 35 种变换长度	利用对称特性直接产生	197 Kbits
LTE 35 种变换长度	本发明方法拟合产生	28 Kbits ^[1]
[10: 10: 1600] ^[2]	不利用对称特性直接产生	3.09 Mbits
[10: 10: 1600]	利用对称特性直接产生	1.55 Mbits
[10: 10: 1600]	本发明方法拟合产生	38 Kbits
[10: 1: 1600]	不利用对称特性直接产生	30.70 Mbits
[10: 1: 1600]	利用对称特性直接产生	15.35 Mbits
[10: 1: 1600]	本发明方法拟合产生	158 Kbits

表 2

需要说明的是，在上表格中，存储空间除了补偿因子拟合系数查找表所用的存储空间外，还包括 $\frac{1}{\text{sinc}^2 x}$ 查找表和 $\cos x$ 查找表所用的存储空间。另外，上表中 [10: 10: 1600] 表示 DFT 变换长度 N 的取值范围为从 10 开始，下一个变换长度依次加 10，直至 1600。

根据表 2 可以看出，采用本发明的频域补偿算法，能够使所需的存储空间大大减小。这样一来，使用一套装置来计算变换长度在 10~1600 之间的任意点的 DFT 都成为了可能。此算法及对应的装置不仅可以用来计算 3GPP LTE 上行链路所用的 DFT，还可以用于未来的无线通信系统，特别是采用 SC-FDMA 及 OFDM/OFDMA 调制的通信系统。

以上公开的仅为本发明的几个具体实施例，但本发明并非局限于此，任何本领域的技术人员能思之的变化，都应落在本发明的保护范围内。



说明书附图

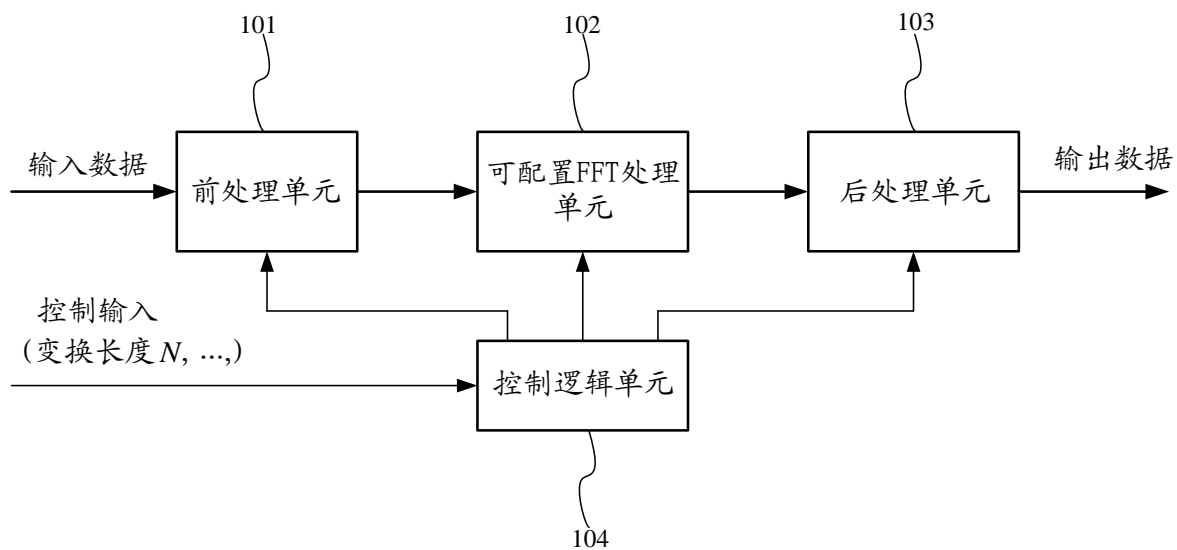


图 1.

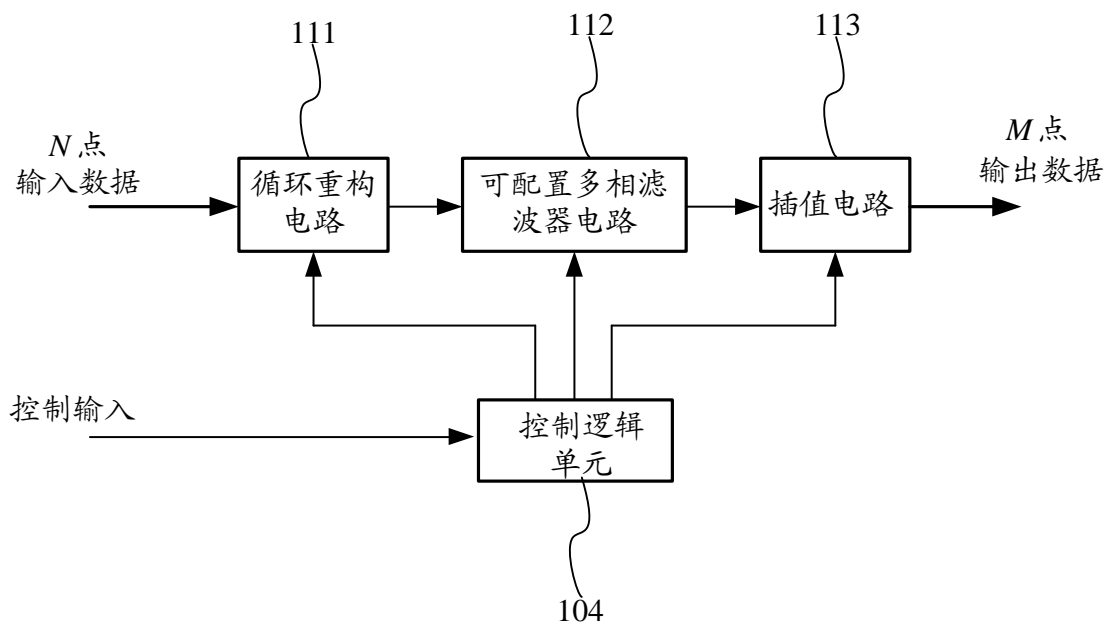


图 2.



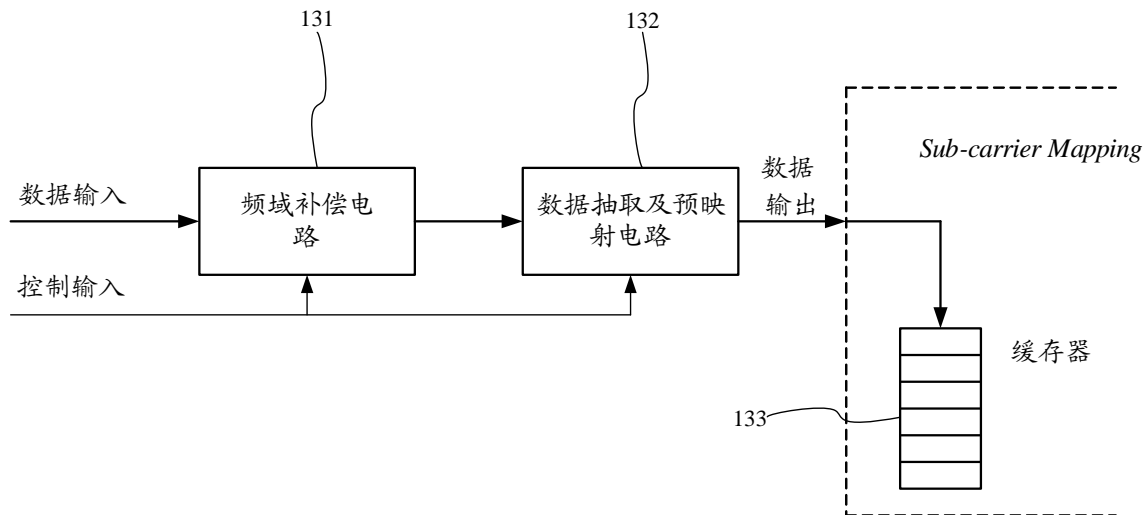


图 3.

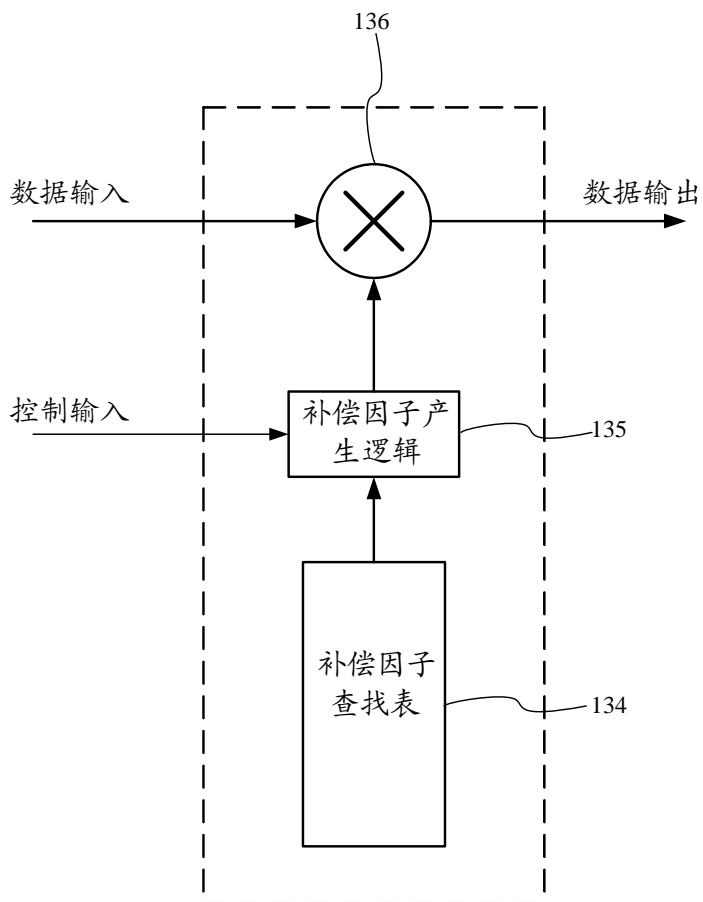


图 4



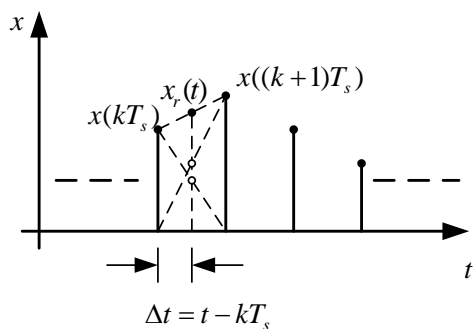


图 5

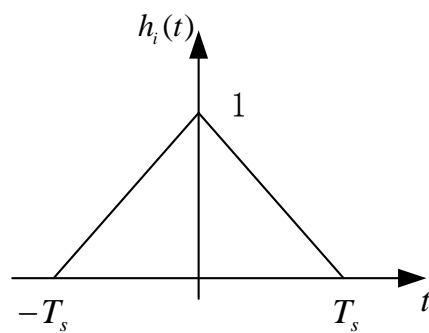


图 6

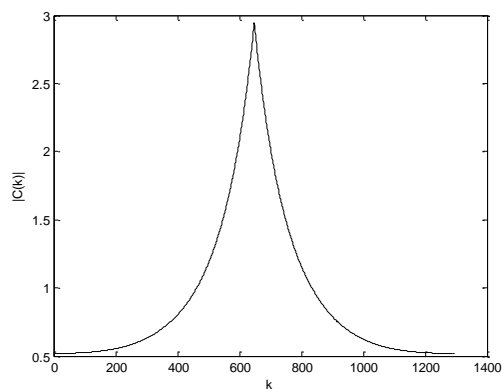


图 7

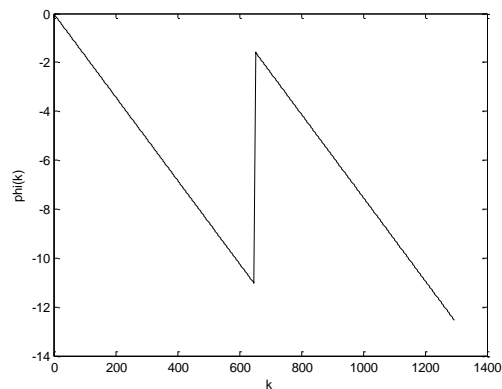


图 8

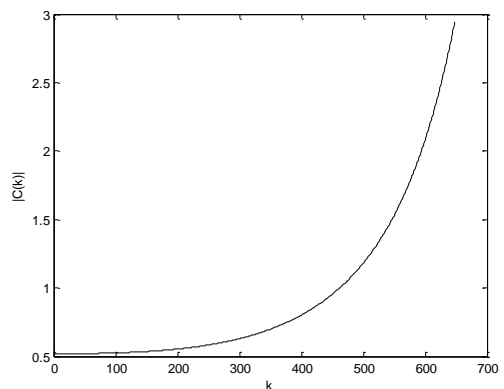


图 9

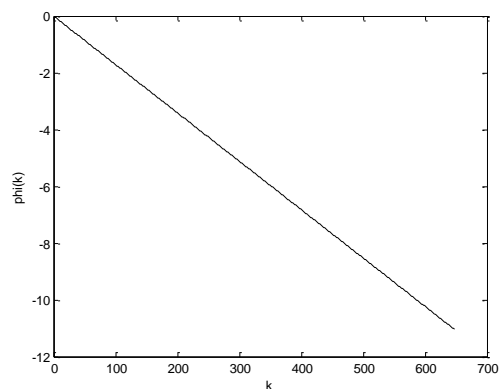


图 10



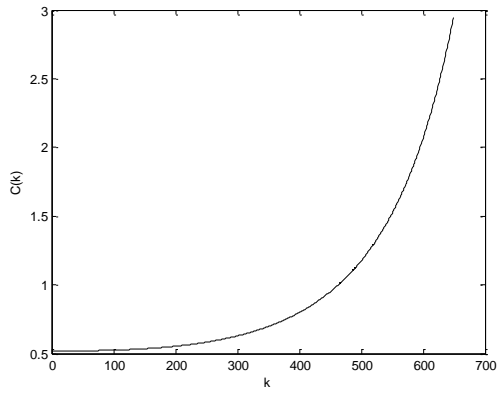


图 11

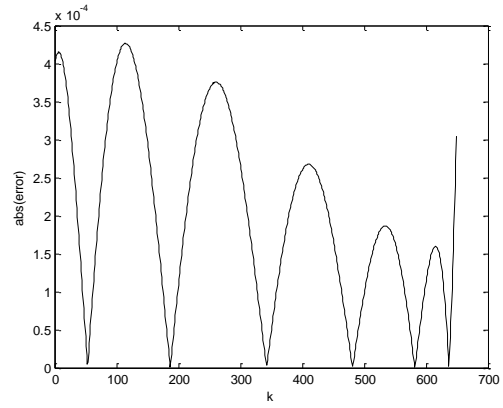


图 12

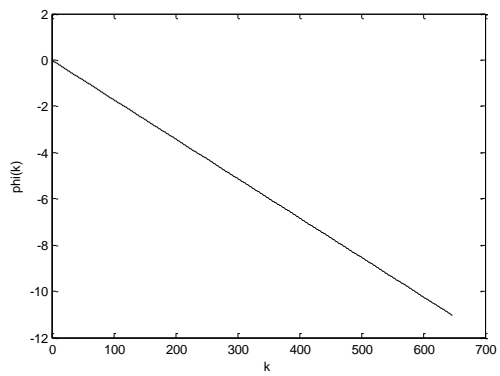


图 13

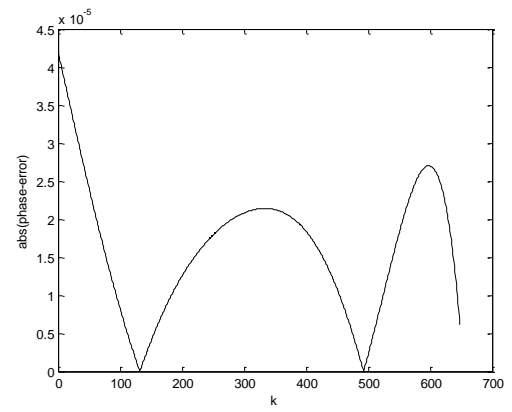


图 14



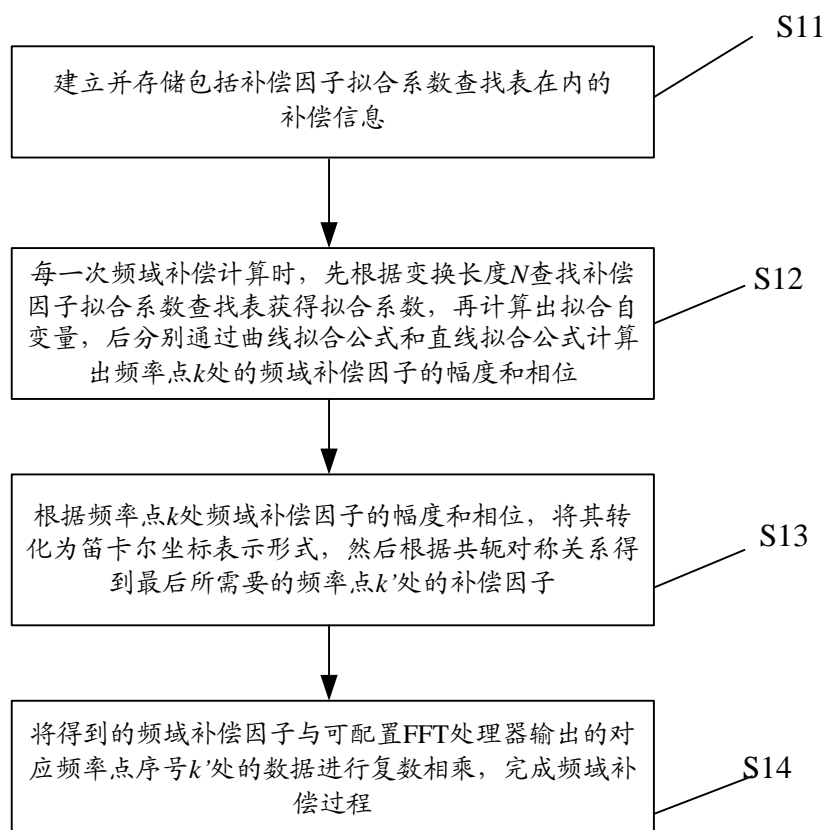


图 15



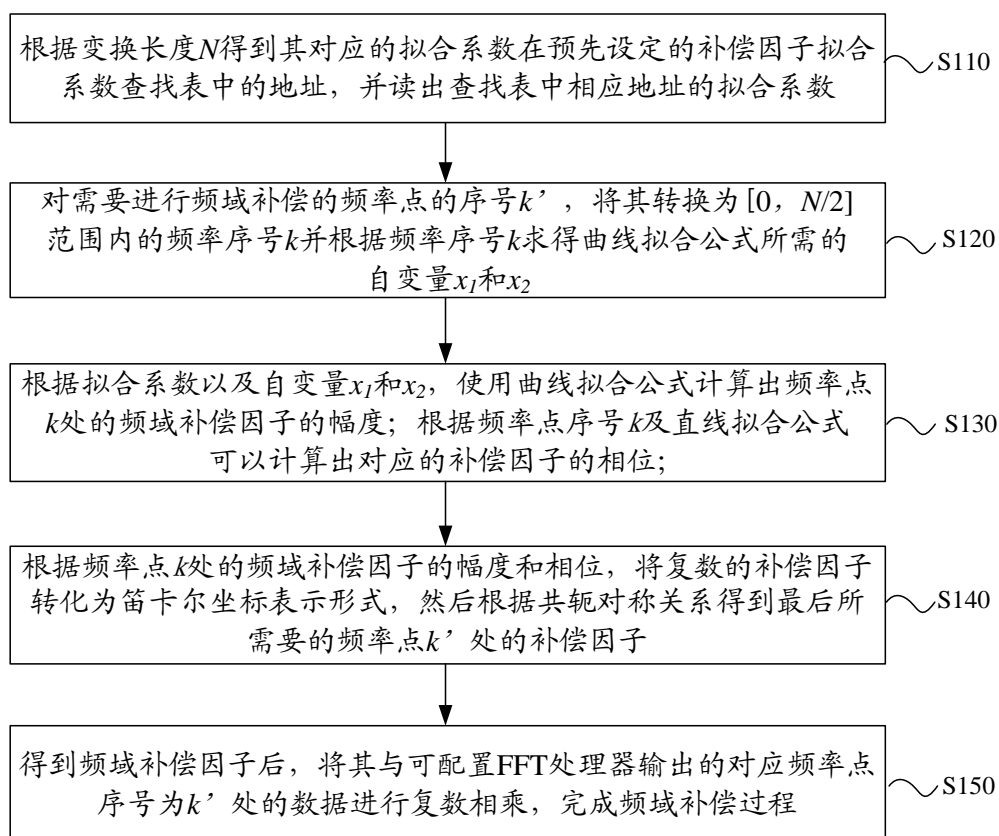


图 16



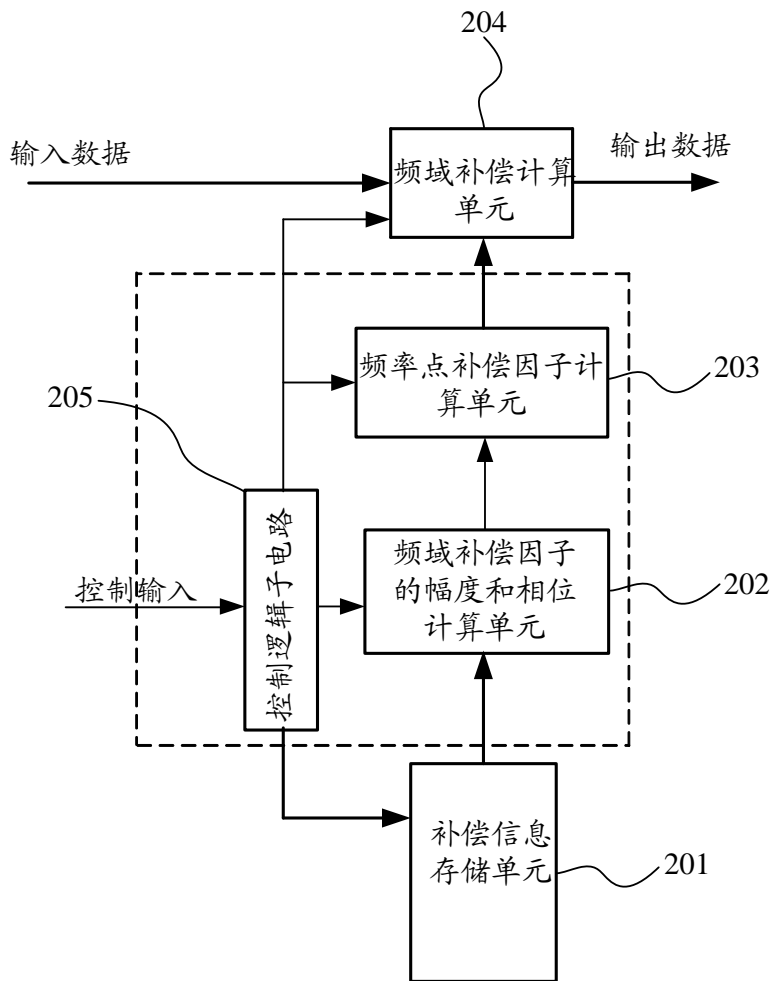


图 17

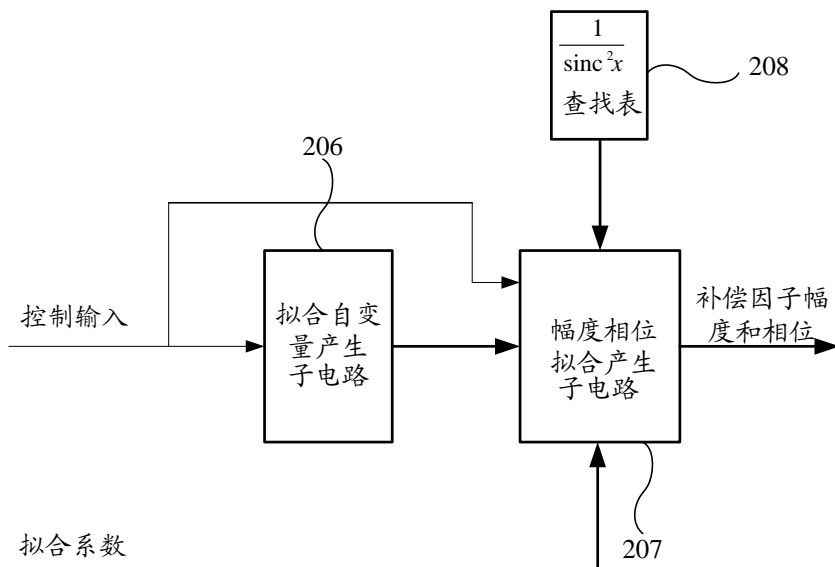


图 18

