



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104104452 B

(45)授权公告日 2016.08.24

(21)申请号 201410290748.X

CN 1853344 A,2006.10.25,

(22)申请日 2014.06.24

CN 1155182 A,1997.07.23,

(73)专利权人 努比亚技术有限公司

CN 86210343 U,1988.04.20,

地址 518000 广东省深圳市南山区高新园
北环大道9018号大族创新大厦A座六
楼

CN 102100001 A,2011.06.15,

CN 101309088 A,2008.11.19,

CN 202374223 U,2012.08.08,

CN 201323553 Y,2009.10.07,

CN 202374223 U,2012.08.08,

CN 101124724 A,2008.02.13,

JP 2005517337 A,2005.06.09,

(72)发明人 张武甲

审查员 高胜凯

(74)专利代理机构 深圳市世纪恒程知识产权代
理事务所 44287

代理人 胡海国 文明

(51)Int.Cl.

H04B 14/02(2006.01)

H03K 7/08(2006.01)

(56)对比文件

US 2013108081 A1,2013.05.02,

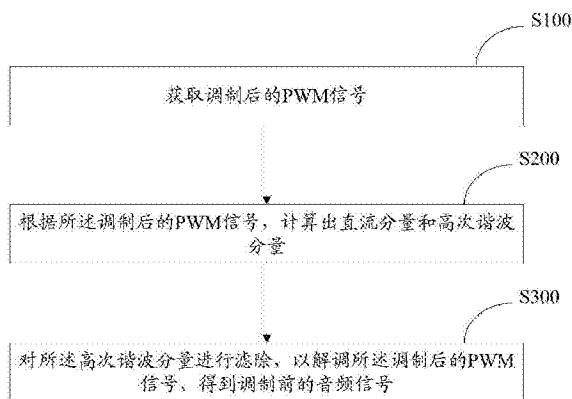
权利要求书1页 说明书7页 附图4页

(54)发明名称

基于PWM调制的音频解调方法和解调器

(57)摘要

本发明公开了一种基于PWM调制的音频解调方法,应用于解调器,所述基于PWM调制的音频解调方法包括以下步骤:获取调制后的PWM信号 $f(t)$;根据所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的各个脉冲信号的脉冲信号宽度 l ,分别建立所述各个脉冲信号的函数表达式;对所述函数表达式进行周期延拓,得到周期函数;将所述周期函数进行傅里叶级数展开,得到所述各个脉冲信号的直流分量和高次谐波分量;对所述高次谐波分量进行滤除,以解调所述调制后的PWM信号 $f(t)$,得到调制前的音频信号 $f_c(t)$ 。本发明还公开了一种解调器。本发明所能实现的有益效果为以更优化的方式实现了对PWM调制的音频解调。



1. 一种基于PWM调制的音频解调方法,应用于解调器,其特征在于,所述基于PWM调制的音频解调方法包括以下步骤:

获取调制后的PWM信号 $f(t)$;

根据所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的各个脉冲信号的脉冲信号宽度 l ,分别建立所述各个脉冲信号的函数表达式;

对所述函数表达式进行周期延拓,得到周期函数;

将所述周期函数进行傅里叶级数展开,得到所述各个脉冲信号的直流分量和高次谐波分量;对所述高次谐波分量进行滤除,以解调所述调制后的PWM信号 $f(t)$,得到调制前的音频信号 $f_c(t)$ 。

2. 如权利要求1所述的基于PWM调制的音频解调方法,其特征在于,所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 包括周期 T 、幅值 VCC 、脉冲信号宽度 l 和占空比 $\frac{l}{T}$ 。

3. 如权利要求2所述的基于PWM调制的音频解调方法,其特征在于,所述对所述高次谐波分量进行滤除后得到所述调制前的音频信号 $f_c(t)$ 的步骤具体包括:

滤除所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的各个脉冲信号的高次谐波分量而得到所述各个脉冲信号的直流分量,所述直流分量的总和即为所述调制前的音频信号 $f_c(t)$,所述直流分量的总和为 $\sum_{i=1}^{\infty} \frac{vcc * li}{T}$ 。

4. 一种解调器,其特征在于,所述解调器包括:

获取模块,用于获取调制后的PWM信号 $f(t)$;

推导模块,用于根据所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的各个脉冲信号的脉冲信号宽度 l ,分别建立所述各个脉冲信号的函数表达式;对所述函数表达式进行周期延拓,得到周期函数;将所述周期函数进行傅里叶级数展开,得到所述各个脉冲信号的直流分量和高次谐波分量;

解调模块,用于对所述高次谐波分量进行滤除,以解调所述调制后的PWM信号 $f(t)$,得到调制前的音频信号 $f_c(t)$ 。

5. 如权利要求4所述的解调器,其特征在于,所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 包括周期 T 、幅值 VCC 、脉冲信号宽度 l 和占空比 $\frac{l}{T}$ 。

6. 如权利要求5所述的解调器,其特征在于,所述解调模块,具体用于滤除所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的各个脉冲信号的高次谐波分量而得到所述各个脉冲信号的直流分量,

所述直流分量的总和即为所述调制前的音频信号 $f_c(t)$,所述直流分量的总和为 $\sum_{i=1}^{\infty} \frac{vcc * li}{T}$ 。

基于PWM调制的音频解调方法和解调器

技术领域

[0001] 本发明涉及通信领域,尤其涉及基于PWM(Pulse Width Modulation,脉冲宽度调制)调制的音频解调的方法和解调器。

背景技术

[0002] 目前,对于音频信号放大的功率放大器,无论是集成到CPU内部还是单独使用的外部功率放大器,通常都选用D类功放;D类功放的原理是:将接收到的音频信号,经过PWM调制,然后放大,最后通过低通滤波器将放大后的音频信号解调出来,如何对PWM调制的音频信号以更优化的方式进行解调,是一个亟待解决的问题。

发明内容

[0003] 本发明的主要目的在于解决对PWM调制的音频信号进行解调的问题。

[0004] 为实现上述目的,本发明提供的基于PWM调制的音频解调方法,应用于解调器,所述基于PWM调制的音频解调方法包括以下步骤:

[0005] 获取调制后的PWM信号 $f(t)$;

[0006] 根据所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的各个脉冲信号的脉冲信号宽度 l ,分别建立所述各个脉冲信号的函数表达式;

[0007] 对所述函数表达式进行周期延拓,得到周期函数;

[0008] 将所述周期函数进行傅里叶级数展开,得到所述各个脉冲信号的直流分量和高次谐波分量;对所述高次谐波分量进行滤除,以解调所述调制后的PWM信号 $f(t)$,得到调制前的音频信号 $f_c(t)$ 根据所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 推导出调制前的音频信号 $f_c(t)$;

[0009] 根据所述调制前的音频信号 $f_c(t)$,解调所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 。

[0010] 优选地,所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 包括周期 T 、幅值 V_{CC} 、脉冲信号宽度 l 和占空比

$$\frac{l}{T}。$$

[0011] 优选地,所述对所述高次谐波分量进行滤除后得到所述调制前的音频信号 $f_c(t)$ 的步骤具体包括:

[0012] 滤除所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的各个脉冲信号的高次谐波分量而得到所述各个脉冲信号的直流分量,所述直流分量的总和即为所述调制前的音频信号 $f_c(t)$,所述直流

分量的总和为 $\sum_{i=1}^{\infty} \frac{v_{cc} * l_i}{T}$ 。

[0013] 为了解决上述的技术问题,本发明进一步提供一种解调器,所述解调器包括:

[0014] 获取模块,用于获取调制后的PWM信号 $f(t)$;

[0015] 推导模块,用于根据所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的各个脉冲信号的脉冲信号宽度 l ,分别建立所述各个脉冲信号的函数表达式;对所述函数表达式进行周期延拓,得到周期函数;将所述周期函数进行傅里叶级数展开,得到所述各个脉冲信号的直流分量和

高次谐波分量；

[0016] 解调模块,用于对所述高次谐波分量进行滤除,以解调所述调制后的PWM信号 $f(t)$,得到调制前的音频信号 $f_c(t)$ 。

[0017] 优选地,所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 包括周期 T 、幅值 V_{CC} 、脉冲信号宽度 l 和占空比

$$\frac{l}{T}。$$

[0018] 优选地,所述解调模块,具体用于滤除所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的各个脉冲信号的高次谐波分量而得到所述各个脉冲信号的直流分量,所述直流分量的总和即为所述调

制前的音频信号 $f_c(t)$,所述直流分量的总和为 $\sum_{i=1}^{\infty} \frac{v_{cc} * l_i}{T}$ 。

[0019] 在本发明提供的基于PWM调制的音频解调方法及解调器中,先获取调制后的PWM信号 $f(t)$,根据所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 推导出调制前的音频信号 $f_c(t)$,从而以更优化的方式实现对PWM调制的音频解调。

附图说明

[0020] 图1为本发明基于PWM调制的音频解调方法一实施例的流程示意图；

[0021] 图2为图1中步骤S200的细化流程示意图；

[0022] 图3为图2中步骤S210的细化流程示意图；

[0023] 图4为本发明基于PWM调制的音频解调方法调制后的PWM信号 $f(t)$ 的波形图；

[0024] 图5为本发明基于PWM调制的音频解调方法的第1个脉冲信号 $f_{1r}(t)$ 经过周期延拓后的信号 $f_{1r}'(t)$ 的波形图；

[0025] 图6为本发明基于PWM调制的音频解调方法的LC低通滤波器电路的原理图；

[0026] 图7为本发明基于PWM调制的音频解调方法的调制后的PWM信号 $f(t)$ 经过LC滤波后的直流分量 $f_c(t)$ 波形图；

[0027] 图8为本发明解调器的一实施例的结构框图；

[0028] 图9为图8中推导模块的功能模块示意图。

[0029] 本发明目的的实现、功能特点及优点将结合实施例,参照附图做进一步说明。

具体实施方式

[0030] 应当理解,此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本发明,并不用于限定本发明。

[0031] 本发明提供一种基于PWM调制的音频解调方法,参照图1,在一实施例中,该所述基于PWM调制的音频解调方法包括以下步骤:

[0032] 步骤S100、获取调制后的PWM信号 $f(t)$ 。

[0033] 因为音频信号的频率范围为20Hz~20kHz,音频信号的最大频率值为20kHz,而调制信号的频率通常要求大于10倍的所述音频信号的最大频率值,因此,经过调制后的PWM信号 $f(t)$ 频率必定大于200kHz。解调器接收到调制后的PWM信号 $f(t)$,获取所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 。

[0034] 步骤S200、根据所述调制后的PWM信号 $f(t)$,计算出直流分量和高次谐波分量。

[0035] 解调器根据获取的所述调制后的PWM信号 $f(t)$,通过傅里叶分析的方法,定量计算

出调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的高次谐波分量和直流分量。

[0036] 步骤S300、对所述高次谐波分量进行滤除,以解调所述调制后的PWM信号 $f(t)$,得到调制前的音频信号 $f_c(t)$ 。

[0037] 解调器通过对高次谐波分量进行处理,即滤除高次谐波分量,保留直流分量,所述直流分量即为所述调制前的音频信号 $f_c(t)$ 。

[0038] 本实施例基于PWM调制的音频解调方法,应用于解调器,所述基于PWM调制的音频解调方法包括以下步骤:步骤S100、获取调制后的PWM信号 $f(t)$;步骤S200、根据所述调制后的PWM信号 $f(t)$,计算出直流分量和高次谐波分量;步骤S300、对所述高次谐波分量进行滤除,以解调所述调制后的PWM信号 $f(t)$,得到调制前的音频信号 $f_c(t)$ 。本实施例所能实现的有益效果为以更优化的方式实现了对PWM调制的音频解调。

[0039] 如图2所示,其中步骤S200具体包括:

[0040] 步骤S210、运用傅里叶分析法,定量计算出所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的高次谐波分量;

[0041] 解调器通过运用傅里叶分析法,定量计算出所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的直流分量和高次谐波分量。

[0042] 优选地,所述步骤S210具体包括:

[0043] 步骤S211、根据所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的各个脉冲信号的脉冲信号宽度 l ,分别建立所述各个脉冲信号的函数表达式。

[0044] 所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 包括周期 T 、幅值 VCC 、脉冲信号宽度 l 和占空比 $\frac{l}{T}$ 。解调器所述各个脉冲信号宽度 l ,分别建立各个脉冲信号的函数表达式。

[0045] 进一步地,调制后的PWM信号 $f(t)$ 的波形图如图5所示。

[0046] 其中 l_1 代表第1个脉冲信号的宽度, l_2 代表第2个脉冲信号的宽度, l_3 代表第3个脉冲信号的宽度,则 l_i 代表第 i 个脉冲信号的宽度,其中, $i=1,2,3,\dots$ 。

[0047] 如果把 $f(t)$ 看作是 i 个宽度不同的脉冲信号的叠加,则有: $f(t) = \sum_{i=1}^{\infty} f_i(t)$, 其中 $f_i(t)$ 代表第 i 个周期内脉冲信号的函数表达式, $i=1,2,3,\dots$ 。

$$[0048] \quad f_1(t) = \begin{cases} VCC, & 0 \leq t \leq \tau_1 \\ 0, & \tau_1 \leq t \leq T \end{cases} \quad (1)$$

$$[0049] \quad f_2(t) = \begin{cases} VCC, & T \leq t \leq T + \tau_2 \\ 0, & T + \tau_2 \leq t \leq 2T \end{cases} \quad (2)$$

$$[0050] \quad f_3(t) = \begin{cases} VCC, & 2T \leq t \leq 2T + \tau_3 \\ 0, & 2T + \tau_3 \leq t \leq 3T \end{cases} \quad (3)$$

[0051] 由公式(1),公式(2)和公式(3)可以归纳出 $f_i(t)$ 为:

$$[0052] \quad f_i(t) = \begin{cases} VCC, & (i-1)T \leq t \leq (i-1)T + \tau_i \\ 0, & (i-1)T + \tau_i \leq t \leq iT \end{cases}, \quad i=1,2,3,\dots \quad (4)$$

[0053] 步骤S212、对所述各个脉冲信号的函数表达式进行周期延拓,得到周期函数。

[0054] 在公式(4)中, $f_i(t)$ 属于单周期的脉冲信号,不能直接进行傅里叶分析,如果要对 $f_i(t)$ 进行傅里叶分析,必须首先对其进行周期延拓,延拓至整个时域中,设 $f_i(t)$ 周期延拓后的信号为 $f_{iT}'(t)$,则 $f_{iT}'(t)$ 为周期为 T ,占空比为 τ_i 的周期信号。图5给出了 $f_1(t)$ 经过周期延拓后的信号 $f_{1T}'(t)$ 的波形图。

[0055] 同样, $f_{iT}'(t)$ 的波形可以用图5同样的方式周期延拓出来。若 $f_{iT}'(t)$ 在 $[0,T]$ 的函数为 $f_i'(t)$,则有:

$$[0056] \quad f_i'(t) = \begin{cases} VCC, & 0 \leq t \leq \tau_i \\ 0, & \tau_i \leq t \leq T \end{cases} \quad i=1,2,3,\dots \quad (5)$$

$$[0057] \quad f_{iT}'(t) = \sum_{n=0}^{\infty} f_i'(t+nT) \quad i=1,2,3,\dots, \quad n \text{取整数。}$$

[0058] 步骤S213、将所述周期函数进行傅里叶级数展开,得到所述各个脉冲信号的直流分量和高次谐波分量。

[0059] 根据周期信号的傅里叶级数展开, $f_{iT}'(t)$ 在 $[0,T]$ 可以展开为:

$$[0060] \quad f_{iT}'(t) = \frac{a_{i0}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_{in} \cos n\omega t + b_{in} \sin n\omega t) \quad (6)$$

[0061] 在公式(6)中,其中,

$$[0062] \quad a_{i0} = \frac{2}{T} \int_0^T f_i'(t) dt \quad (7)$$

$$[0063] \quad a_{in} = \frac{2}{T} \int_0^T f_i'(t) \cos n\omega t dt \quad (8)$$

$$[0064] \quad b_{in} = \frac{2}{T} \int_0^T f_i'(t) \sin n\omega t dt \quad (9)$$

$$[0065] \quad \omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \quad (10)$$

[0066] 将公式(5)代入公式(7)、公式(8)和公式(9)可得:

$$\begin{aligned}
 a_{i0} &= \frac{2}{T} \int_0^T f'_i(t) dt \\
 &= \frac{2}{T} \int_0^T VCC dt \\
 [0067] \quad &= \frac{2}{T} \int_0^{\tau_i} VCC dt \\
 &= \frac{2VCC \cdot \tau_i}{T} \tag{11}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 a_{in} &= \frac{2}{T} \int_0^T f'_i(t) \cos n\omega t dt \\
 &= \frac{2}{T} \int_0^{\tau_i} VCC \cos n\omega t dt \\
 [0068] \quad &= \frac{2VCC}{Tn\omega} [\sin n\omega t]_0^{\tau_i} \\
 &= \frac{VCC}{\pi n} \sin n\omega \tau_i \tag{12}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 b_{in} &= \frac{2}{T} \int_0^T f'_i(t) \sin n\omega t dt \\
 &= \frac{2}{T} \int_0^{\tau_i} VCC \sin n\omega t dt \\
 [0069] \quad &= \frac{2VCC}{Tn\omega} [-\cos n\omega t]_0^{\tau_i} \\
 &= \frac{VCC}{\pi n} (1 - \cos n\omega \tau_i) \tag{13}
 \end{aligned}$$

[0070] 对于一个给定的PWM信号来说,每个周期内的占空比是确定的,从而 τ_i 也是唯一的,则 a_{i0} , a_{in} 和 b_{in} 都是恒定常数。将公式(11),公式(12)和公式(13)代入公式(6)可得, $f_{iT'}$ (t)在[0,T]可以展开为:

$$[0071] \quad f_{iT'}(t) = \frac{VCC \cdot \tau_i}{T} + \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{VCC}{\pi n} \sin n\omega \tau_i \cos n\omega t + \frac{VCC}{\pi n} (1 - \cos n\omega \tau_i) \sin n\omega t \right) \tag{14}$$

[0072] 在公式(14)中,第一项为直流分量,后面各项都为谐波分量,谐波频率全部大于调制信号的频率(200kHz)。

[0073] 如图3所示,其中步骤S300具体包括:

[0074] 滤除所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的各个脉冲信号的高次谐波分量而得到所述各个脉冲信号的直流分量,所述直流分量的总和即为所述调制前的音频信号 $f_c(t)$,所述直流分量的总和为 $\sum_{i=1}^{\infty} \frac{vcc * li}{T}$ 。

[0075] 解调器选用LC低通滤波器,将PWM调制后的音频信号 $f(t)$ 解调出来,图6给出了LC低通滤波器电路的原理图。

[0076] 图6中,LC滤波器的截止频率略大于音频信号的最大频率20kHz。因此, $f(t)$ 信号中的每个 $f_i(t)$ 信号经过低通滤波器后,滤除所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的各个脉冲信号的高次谐波分量,只剩余直流分量 $f_{ic}(t)$ 。

[0077] 解调器经过LC低通滤波器后,所述直流分量 $f_{ic}(t)$,其值为 $\frac{VCC \cdot \tau_i}{T}$,且限制于 $[(i-1)T, iT]$ 区间上,因此,

$$[0078] \quad f_{1c}(t) = \frac{VCC \cdot \tau_1}{T}, 0 \leq t \leq T \quad (15)$$

$$[0079] \quad f_{2c}(t) = \frac{VCC \cdot \tau_2}{T}, T \leq t \leq 2T \quad (16)$$

$$[0080] \quad f_{3c}(t) = \frac{VCC \cdot \tau_3}{T}, 2T \leq t \leq 3T \quad (17)$$

$$[0081] \quad f_{ic}(t) = \frac{VCC \cdot \tau_i}{T}, (i-1)T \leq t \leq iT \quad (18)$$

[0082] 在公式(18)中, $\frac{\tau_i}{T}$ 为第 i 个PWM信号的占空比。即调制后的PWM信号 $f(t)$ 经过LC低通滤波器后得到直流分量 $f_c(t)$,则有:

$$[0083] \quad f_c(t) = \sum_{i=1}^{\infty} f_{ic}(t)$$

$$[0084] \quad = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{VCC \cdot \tau_i}{T} \quad (19)$$

[0085] 调制后的PWM信号 $f(t)$ 经过LC滤波后的直流分量 $f_c(t)$ 波形如图7所示。经过低通滤波后的直流分量 $f_c(t)$,由于LC滤波电路中的电感具有续流作用以及电容C上的电压不能发生突变,用示波器在LC滤波电路的输出端测到的信号,其实是经过平滑过得各个脉冲信号的包络线,该信号就是调制前的音频信号 $f_c(t)$ 。

[0086] 在公式(19)中,当脉冲宽度 τ_i 恒定不变时,则 $\tau_i = \tau$,那么:

$$[0087] \quad f_c(t) = \frac{\tau}{T} \cdot VCC \quad (20)$$

[0088] 公式(20)验证了在BUCK电路中,输出电压近似等于输入电压与PWM开关占空比的乘积这一结论。

[0089] 如图8所示,本实施例进一步提供一种解调器,所述解调器包括:

[0090] 获取模块10,用于获取调制后的PWM信号 $f(t)$;

[0091] 推导模块20,用于根据所述调制后的PWM信号 $f(t)$,计算出直流分量和高次谐波分量;

[0092] 解调模块30,用于对所述高次谐波分量进行滤除,以解调所述调制后的PWM信号 f

(t),得到调制前的音频信号 $f_c(t)$ 。

[0093] 因为音频信号的频率范围为20Hz~20kHz,音频信号的最大频率值为20kHz,而调制信号的频率通常要求大于10倍的所述音频信号的最大频率值,因此,经过调制后的PWM信号 $f(t)$ 频率必定大于200kHz。解调器接收到调制后的PWM信号 $f(t)$,获取所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 。

[0094] 解调器根据获取的所述调制后的PWM信号 $f(t)$,通过傅里叶分析的方法,定量计算出调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的高次谐波分量和直流分量。

[0095] 解调器通过对高次谐波分量进行处理,即滤除高次谐波分量,保留直流分量,所述直流分量即为所述调制前的音频信号 $f_c(t)$ 。

[0096] 本实施例所述解调器包括:获取模块10,用于获取调制后的PWM信号 $f(t)$;推导模块20,用于根据所述调制后的PWM信号 $f(t)$,计算出直流分量和高次谐波分量;解调模块30,用于对所述高次谐波分量进行滤除,以解调所述调制后的PWM信号 $f(t)$,得到调制前的音频信号 $f_c(t)$ 。本实施例所能实现的有益效果为以更优化的方式实现了对PWM调制的音频解调。

[0097] 如图9所示,所述推导模块20包括:

[0098] 计算单元21,用于运用傅里叶分析法,定量计算出所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的高次谐波分量;

[0099] 所述计算单元21,具体用于根据所述各个脉冲信号宽度 l ,分别建立各个脉冲信号的函数表达式;对所述各个脉冲信号的函数表达式进行周期延拓,得到周期函数;将所述周期函数进行傅里叶级数展开,得到各个脉冲信号的直流分量和高次谐波分量。

[0100] 所述解调模块30,具体用于滤除所述调制后的PWM信号 $f(t)$ 中的各个脉冲信号的高次谐波分量;得到剩下的所述各个脉冲信号的直流分量,所述各个脉冲信号的直流分量的总和即为所述调制前的音频信号 $f_c(t)$,所述各个脉冲信号的直流分量的总和为 $\sum_{i=1}^{\infty} \frac{vce * i}{T}$ 。

[0101] 以上仅为本发明的优选实施例,并非因此限制本发明的专利范围,凡是利用本发明说明书及附图内容所作的等效结构或等效流程变换,或直接或间接运用在其他相关的技术领域,均同理包括在本发明的专利保护范围内。

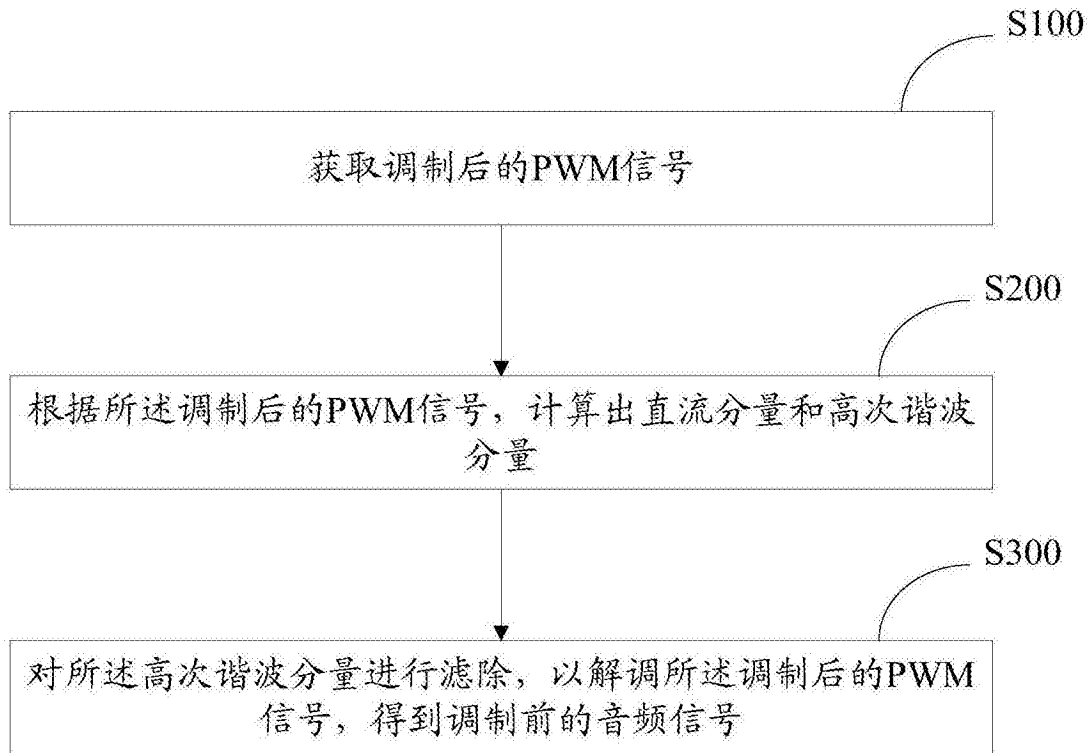


图1

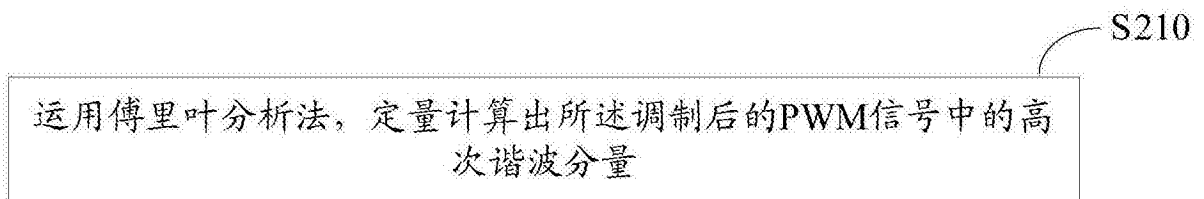


图2

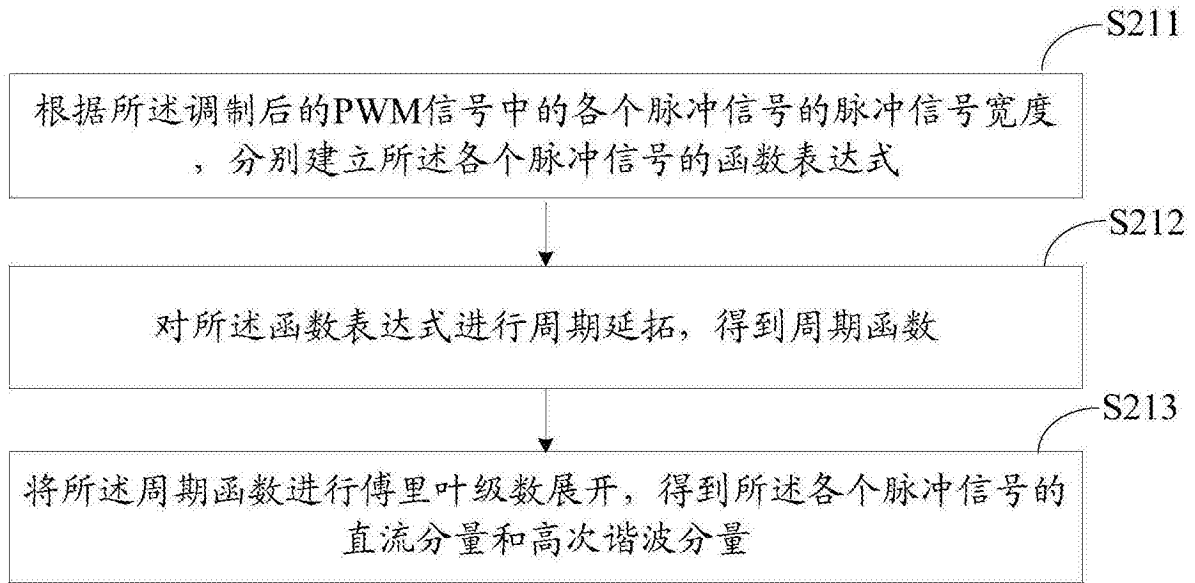


图3

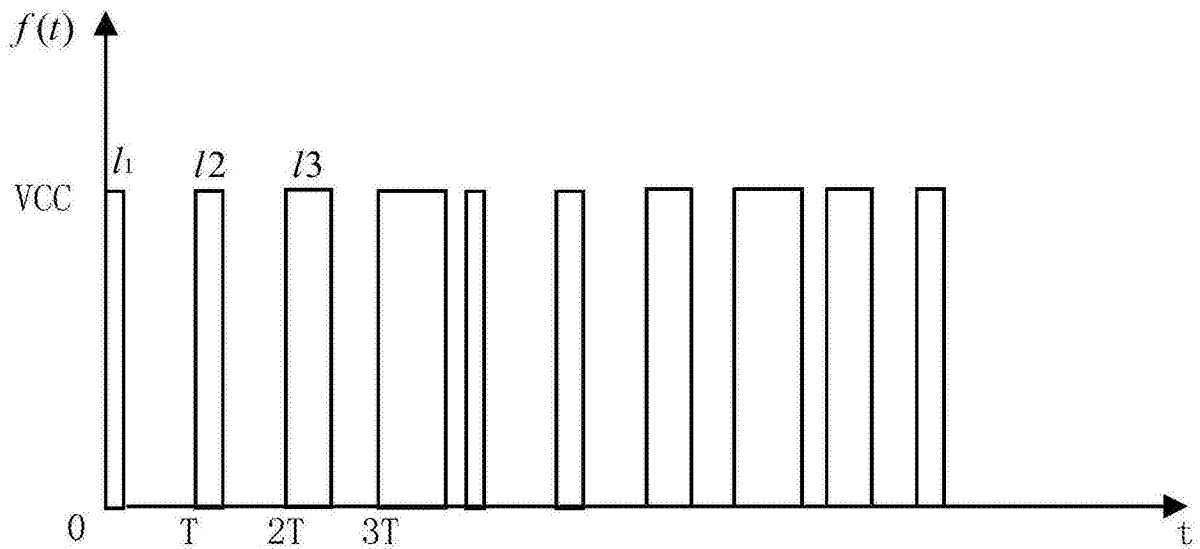


图4

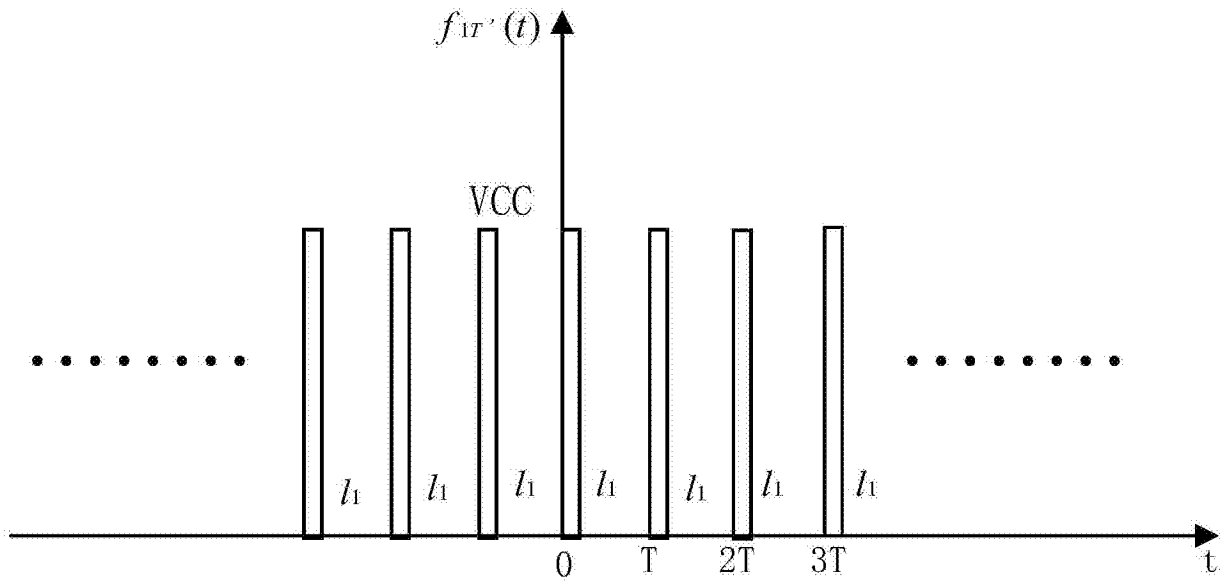


图5

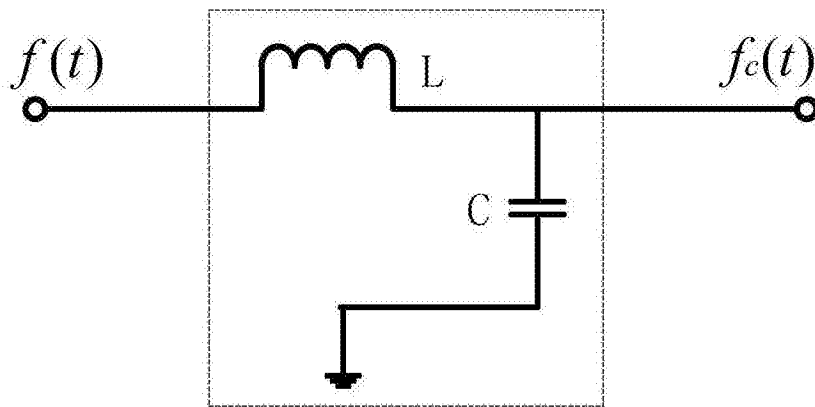


图6

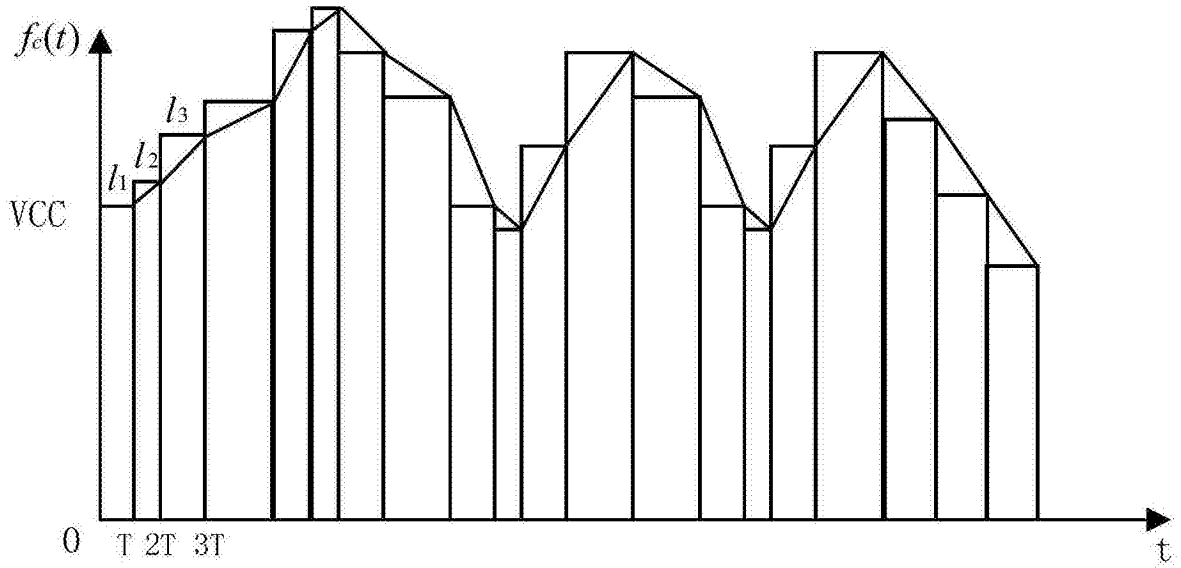


图7

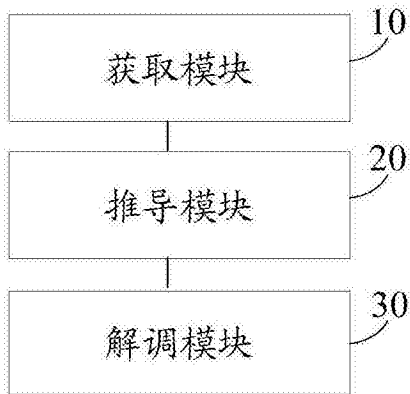


图8

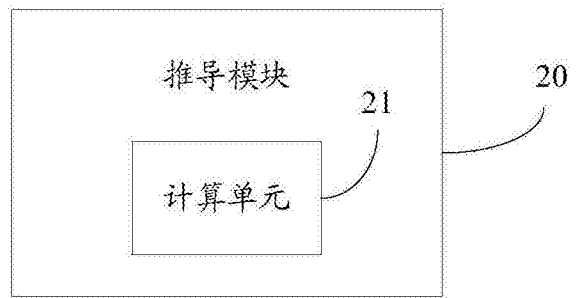


图9