

面向 LTE-A 的高性能低复杂度数字前端滤波器

张永满¹, 梁利平¹, 管 武¹, 吴俊东²

(1 中国科学院 微电子研究所, 北京 100029; 2 北京大学 信息科学技术学院, 北京 100871)

摘 要: LTE-A(Long Term Evolution-Advanced)以其优异的性能,成为未来 4G 的通信标准.然而 LTE-A 指标要求数字前端滤波器不仅要有很窄的过渡带,还要有很低的通带纹波,使数字前端滤波器的复杂度显著提升.采用基于频率屏蔽响应技术的 FRM(frequency-response masking)滤波器,通过对其插值因子、滤波长度和纹波幅度的优化,实现了满足 LTE-A 性能的低复杂度前端数字滤波器.仿真结果表明,在 LTE-A 标准下,当带宽为 1.4 MHz、3 MHz、5 MHz、10 MHz、15 MHz 和 20 MHz 时,FRM 滤波器的复杂度分别为 68、79、87、87、87 和 87.与传统 FIR 滤波器相比,此 FRM 滤波器复杂度降低约 50%,性能也优于 FIR 滤波器.

关键词: LTE-A; 频率响应屏蔽技术; FRM 滤波器; 窄过渡带; 低复杂度

中图分类号: TN4

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2014)09-0033-06

Design of the Front Digital Filter with well Performance and Low Complexity in LTE-A

ZHANG Yong-man¹, LIANG Li-ping¹, GUAN Wu¹, WU Jun-dong²

(1 Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China

2 School of Electronics Engineering and Computer Science, Peking University, Beijing 100871, China)

Abstract: LTE-A is becoming the standard of 4G with its perfect performance. However, LTE-A demands that the transition band should be very narrow and the ripples in pass band should be very low in the front digital filter. To meet the demands, this paper proposes a design method for the digital filter, using a frequency-response masking technology with optimization of the inserting gene M, the length of the filter and the range of the ripples. Simulation results show the complexity are 68, 79, 87, 87, 87, and 87, when the bandwidth are 1.4 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz and 20 MHz with the standard of LTE-A. This indicates that the design in this paper meets the demands, and has lowered 50% of the complexity and achieved better performance compared with traditional FIR filters.

Key words: LTE-A; frequency-response masking; FRM filter; narrow transition; low complexity

1 引言

在现有的通信标准中, LTE-A(Long Term Evolution-Advanced)是最先进的标准,它以其优异的性能,成为 4G 通信的标准.它上行峰值速率为 500 Mb/s,上行峰值频谱利用率为 $15 \text{ b} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$,下行峰值速率为 1 Gb/s,下行峰值频谱利用率为 30

$\text{b} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ [1]. LTE-A 的研究和开发已经成为通信领域的热点[2-4].同时, LTE-A 的异构性,使得其需要兼容 2G/3G 等通信标准.但是通信标准之间的不同,导致各种通信系统之间无法实现无差别互相通信,通用性大打折扣.在这种情况下,软件无线电(SDR)技术的发展愈发被人们所关注,因为 SDR 可以将收发机中模拟信号处理过程替换成数字信号

收稿日期: 2013-11-23; 修回日期: 2014-01-10

基金项目: 国家科技重大专项“新一代宽带无线通信网”专项(2013ZX03003015)课题“面向 LTE-Advanced 的终端软基带技术”

处理过程,从而获得软件可配置可系统升级的优势,极大地降低了以往升级系统要更换硬件所造成的成本损耗。

面向 LTE-A 的软件无线电,需要具有可变带宽的性能,使得数字前端滤波需要具有可变的滤波系数,增加了滤波乘法的复杂度.在软件无线电中很重要的一个模块就是将不同的频带信号从整个带宽中提取出来,这里面就用到数字前端滤波器.在实现宽带接收机的一级资源评估中可以看出,由于在高采样率的条件下运算,数字前端滤波器是整个部分中计算最集中和最消耗资源的模块^[5].在不同的通信标准中,从整个带宽中抽取信号的兼容性由数字前端滤波器的可配置来决定.因此,滤波乘法的参数是未知的,需要用完整的高位乘法器实现.这样,面向 LTE-A 的数字前端滤波器中,每一个乘法都具有较高的复杂度。

同时,面向 LTE-A 的数字前端滤波器,需要具有很窄的过渡带和很低的通带纹波的性能.其中 LTE-A 数字前端指标要求的归一化过渡带宽最小为 3.3%,通带纹波也不得超过 0.01 dB.这都使得数字前端滤波的阶数大大增加,滤波乘法的个数也随之增多,导致数字前端的复杂度显著增大^[6].总之,要设计的滤波器不仅要保证在降低复杂度的条件下满足 LTE-A 标准对窄带低纹波的需求,还要满足不同通信标准的兼容性问题。

关于降低滤波器的复杂度,在文献[7-8]中采用了公共子表达式消去法(CSE),这可以通过去除多余的加法操作来降低 FIR 滤波器的复杂度;文献[9]中的方法主要讨论了通过优化公共子表达式消去法来降低传统 FIR 滤波器的复杂度,但是文献[9]在获得窄过渡带滤波器时会产生高阶,这是其不可避免的缺点.除了低复杂度,在不同通信模式下的可配置是软件无线电对数字前端滤波器的另一要求,这样文献[8-10]的方法并不适用于 SDR 实现.在文献[11]中提出了一种数字可配置 FIR 滤波器结构,可以对非零系数和滤波器阶数进行设置,但是该结构需要消耗大量的硬件资源,这导致该方法在资源受限的软件无线电中不够实用.在文献[12]提供了一种高速的可编程的软件可配置 FIR 滤波器,这种结构基于布斯编码方案,部分乘法器采用华莱士加法树,并且在最后一步采用超前进位加法器.可以说这种方法确实可以产生高速度,但是却没有考虑降低功耗的问题.总之文献[11-12]设计的 FIR 滤波器采用的是传统滤波器设计方法,这些方

法在设计窄过渡带时将会产生高阶滤波器,而高阶也增加硬件资源和功率损耗,对于软件无线电的实现来说是不期望发生的。

本文采用基于频率屏蔽响应技术的 FRM(frequency-response masking)滤波器,通过对其插值因子、滤波长度和纹波幅度的优化,实现满足 LTE-A 性能的低复杂度前端数字滤波器.并且,滤波器的系数采用可配置的方案,可使其实现对多种通信标准的兼容。

2 FRM 滤波器简介

基于 FRM 技术的滤波器结构如图 1 所示,它包含三个子滤波器^[12]——原型滤波器 $H(z)$,屏蔽滤波器 $H_{ma}(z)$ 和 $H_{mc}(z)$ 。

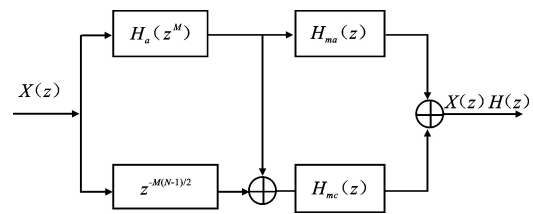


图 1 FRM 滤波器结构

由图 1 可知,FRM 滤波器的传输函数如下:

$$H(z) = [z^{-M(N-1)/2} - H_a(z^M)]H_{mc}(z) + H_a(z^M)H_{ma}(z) \quad (1)$$

其中,

$$H_a(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h_a(n) z^{-n} \quad (2)$$

$$H_{ma}(z) = \sum_{n=0}^{N_{ma}-1} h_{ma}(n) z^{-n} \quad (3)$$

$$H_{mc}(z) = \sum_{n=0}^{N_{mc}-1} h_{mc}(n) z^{-n} \quad (4)$$

式中,这里 $h_a(n)$ 、 $h_{ma}(n)$ 和 $h_{mc}(n)$ 分别为原型滤波器和两个屏蔽滤波器的传输函数,它们具有偶对称性.原型滤波器是一个传统 FIR 滤波器,它的阶数 N 为偶数.原型滤波器通过插值,可以提供多带的窄过渡带的带通滤波.两个屏蔽滤波器的阶数分别为 N_{ma} 和 N_{mc} ,可以将这些带通的频带的多余成分进行屏蔽,从而保留需要的频带,完成窄过渡带的高性能低复杂度滤波器.相比于线性相位 FIR 数字滤波器,FRM 技术通过插入大量的零系数,使得其复杂度显著降低^[13],适于各种窄过渡带滤波器应用^[14]。

对于一个目标通带截止频率和阻带截止频率为 F_{pass} 和为 F_{stop} 的滤波器,原型滤波器和屏蔽滤波器

的通带截止频率和阻带截止频率分别为 F_{pass_a} , F_{stop_a} , $F_{\text{pass}_{ma}}$, $F_{\text{stop}_{ma}}$, $F_{\text{pass}_{mc}}$, $F_{\text{stop}_{mc}}$, 采样率为 F_s , 插值因子为 M , 其关系如表 1 所示.

表 1 式(5)和式(6)表达式

式(5)	式(6)
$m = \lceil F_{\text{pass}} M / F_s \rceil$	$m = \lceil F_{\text{stop}} M / F_s \rceil$
$F_{\text{pass}_a} = F_{\text{pass}} M - F_s m$	$F_{\text{pass}_a} = F_s m - F_{\text{stop}} M$
$F_{\text{stop}_a} = F_{\text{stop}} M - F_s m$	$F_{\text{stop}_a} = F_s m - F_{\text{pass}} M$
$F_{\text{pass}_{ma}} = (F_s m + F_{\text{pass}_a}) / M$	$F_{\text{pass}_{ma}} = (F_s (m-1) + F_{\text{stop}_a}) / M$
$F_{\text{stop}_{ma}} = (F_s (m+1) - F_{\text{stop}_a}) / M$	$F_{\text{stop}_{ma}} = (F_s m - F_{\text{pass}_a}) / M$
$F_{\text{pass}_{mc}} = (F_s m - F_{\text{pass}_a}) / M$	$F_{\text{pass}_{mc}} = (F_s m - F_{\text{stop}_a}) / M$
$F_{\text{stop}_{mc}} = (F_s m + F_{\text{stop}_a}) / M$	$F_{\text{stop}_{mc}} = (F_s m + F_{\text{pass}_a}) / M$

对于任意的为 F_{pass} 、为 F_{stop} 和 M , 表 1 中式(5)和(6)只有一组是有效的, 有效的判决条件为 $0 < F_{\text{pass}} < F_{\text{stop}} < F_s/2$ [15].

3 面向 LTE-A 的高性能低复杂度 FRM 滤波器

LTE-A 的数字前端指标对不同的带宽设定了不同的要求, 在系统带宽为 20 MHz 时, 其 3 dB 信号频率为 9 MHz, 终止频率为 10.002 5 MHz, 采样率为 122.88 MHz (基带采样率为 30.72 MHz, 本设计中采用 4 倍上采样), 归一化过渡带宽为 3.3%, 同时其通带纹波最大为 0.01 dB, 阻带衰减最少为 40 dB.

通过 FRM 滤波器的传输函数能够看出, FRM 滤波器的最终性能由原型滤波器和两个屏蔽滤波器的传输函数以及原型滤波器的插值因子决定. 原型滤波器一般是一个 30-70 阶的低阶 FIR 滤波器, 它通过插值因子 M 构成基本的窄过渡带滤波, 且过渡带的宽度近似为原型滤波器的 $1/M$. 因此, 如果 M 较小, 则要求原型滤波器的过渡带较小, 原型滤波器阶数较大; 反之, 则原型滤波器的过渡带较大, 原型滤波器阶数较小. 屏蔽滤波器对原型滤波器的多余成分进行屏蔽, 然而, 当插值因子 M 较小时, 过渡带较宽, 屏蔽滤波器难以有效屏蔽多余成分; 当 M 因子较大时, 插值构成的频带数量太多, 将形成互扰, 影响性能. 因此, 选择合适的 M 因子, 对 FRM 滤波器至关重要. 根据 M 因子, 三个子滤波器的通带截止频率、阻带截止频率通过式(5)、式(6)进行计算. 在此基础上, 根据原型滤波器的通带截止频率和阻带截止频率, 可以得到原型滤波器的近似长度. 原型滤波器的长度对 FRM 滤波器复杂度和性能有较大影响, 需要进一步优化. 根据屏蔽滤波器的通带截止频率和阻带截止频率, 可以得到屏蔽滤波器的设计;

屏蔽滤波器的纹波对 FRM 滤波器的性能亦有影响, 其通带纹波要比总的设计参数小 10%~15% [12].

本设计首先考察不同的插值因子, 根据式(5)、式(6)得到原型滤波器和屏蔽滤波器的通带截止频率和阻带截止频率, 从而得到原型滤波器和屏蔽滤波器的阶数和性能, 确定最优的插值因子. 然后, 根据插值因子, 减小原型滤波器的阶数, 降低系统的复杂度. 最后, 通过提高屏蔽滤波器的纹波, 降低屏蔽滤波器的复杂度.

3.1 原型滤波器插值因子设计

为了设计低复杂度高性能的 FRM 滤波器, 首先考察插值因子 M . 根据式(5)、式(6)计算三个子滤波器的通带百分比 (通带长度除以采样率 122.88 MHz) 和过渡带百分比 (过渡带宽度除以采样率 122.88 MHz), 如表 2 所示, 以此来分析比较适合的 M 插值.

表 2 在不同的插值 M 下, 三个子滤波器的通带百分比和过渡带百分比

M	H_m 通带百分比	H_m 过渡带百分比	H_{ma} 通带百分比	H_{ma} 过渡带百分比	H_{mc} 通带百分比	H_{mc} 过渡带百分比
5	0.366 210 9	0.040 796	0.073 2	0.045 4	—	0.154 6
6	0.439 453 1	0.048 958	0.073 2	0.012	—	0.154 6
7	0.430 192 1	0.057 113	0.069 6	0.011 8	0.073 2	0.131 1
8	0.348 787 4	0.065 275	0.051 8	0.029 6	0.073 2	0.096 4
9	0.267 391	0.073 429	0.037 9	0.043 5	0.073 2	0.067 6
10	0.185 986 3	0.081 592	0.026 8	0.054 6	0.073 2	0.045 4
11	0.104 581 7	0.089 754	0.017 7	0.063 7	0.073 2	0.027 2
12	0.023 183 6	0.097 91	0.010 1	0.071 3	0.073 2	0.012

通过表 2 可以发现: 当 M 小于 7 时, 其中一个屏蔽滤波器的通带截止频率无法计算, 也即在上述设计参数下, M 插值的选择只能从 7 开始. 根据式(1)、式(3)、式(4)可以得出, FRM 滤波器的设计参数决定了其中一个屏蔽滤波器的通带截止频率和另一个屏蔽滤波器的阻带截止频率, 因而表 2 中 H_{mc} 的通带百分比不变. 对于原型滤波器通带百分比过大或者过小都会增加其设计难度, 显然 $M=11$ 或 12 时 H_a 的通带百分比过小, 将会对 FRM 的滤波器性能产生很坏的影响. 过渡带百分比越小其设计复杂度也将增大, 对于 H_a 而言, 增大 M 有利于降低其复杂度, 但是两个屏蔽滤波器对于 M 的需求却是反向的, 可以发现当 $M=9$ 或者 $M=10$ 时, 两个屏蔽滤波器的过渡带比较相似, 有利于使两者长度一致并降低整体复杂度. 通过以上分析, 发现最优的 M 应该在 7~11 之间.

接下来通过仿真来确定具体的 M 大小. 这里, 假定原型滤波器的阶数较大, N_a 为 61; 假定屏蔽滤波器的通带纹波较小, 为目标值的 85%, 即 0.008 5 dB, 然后通过总复杂度以及通带纹波和阻带衰减的对比选出最优 M . 在此参数下, 根据式 (5)、式 (6), 可以得到 3 个滤波器的通带和阻带截止频率, 从而得到各个滤波器的复杂度. 表 3 反映了在不同插值因子的条件下, 仿真获得屏蔽滤波器的长度 n_{ma} 和 n_{mc} , FRM 实际最大通带纹波和实际最低阻带衰减.

表 3 插值因子 M 的优化

M	n_{ma}/n_{mc}	$n_a + n_{ma} + n_{mc}$	最大通带纹波/dB	最低阻带衰减/dB
7	240	541	0.012	14
8	96	253	0.005	40.15
9	66	193	0.000 32	42.47
10	52	165	0.05	40.45
11	45	151	0.4	27
12	40	141	1.8	15

通过对比可以发现, 在满足通带纹波最大为 0.01 dB, 阻带衰减最少为 40 dB 及最低复杂度的优化条件下, 应该选取的最优插值因子为 $M=9$.

3.2 原型滤波器阶数优化

通过插值因子的设计, 得到了 $M=9$ 时的 FRM 滤波器. 由于该滤波器在设计时假定的原型滤波器的阶数较大, 因此可以进一步优化, 通过减小原型滤波器的阶数 N_a , 进一步降低系统复杂度.

选取 3.1 节中的插值因子 $M=9$, 假定屏蔽滤波器的通带纹波仍为 0.008 5 dB, 根据式 (5)、式 (6) 得到 $M=9$ 时原型滤波器的通阻截止频率分别为 32.857 MHz 和 41.88 MHz, 然后考察原型滤波器在不同阶数时的性能, 如表 4 所示.

表 4 原型滤波器长度的优化

N_a	最大通带纹波/dB	最低阻带衰减/dB
65	0.003 18	42.45
61	0.003 18	42.47
57	0.003 18	42.32
53	0.004 07	42.48
49	0.004 17	42.36
45	0.007 42	41.69
43	0.008 95	41.04
41	0.011 4	40.55
39	0.013 8	40.38
37	0.024 2	39.63
35	0.062 5	39.4
31	0.051 9	38.28

表 4 反映了在不同 N_a 的条件下, 仿真获得 FRM 实际最大通带纹波和实际最低阻带衰减的不同数值值.

通过数据对比可以发现, 在满足最大通带纹波为 0.01 dB, 最低阻带衰减为 40 dB 的条件下, 最优的原型滤波器长度为 $N_a=43$.

3.3 屏蔽滤波器纹波优化

通过插值因子的设计和原型滤波器的阶数优化, 得到 $M=9, N_a=43$ 的 FRM 滤波器. 根据文献 [12] 的建议, 两个屏蔽滤波器的通带纹波要比总的设计参数要求小 10%~15%. 下面对屏蔽滤波器的通带纹波进行优化, 以获得更低的复杂度及更优的性能参数.

选取 3.2 节的插值因子 $M=9, N_a=43$, 考察屏蔽滤波器在不同阶数时的纹波性能, 如表 5 所示. 表 5 反映了在不同屏蔽滤波器纹波条件下, 仿真获得的屏蔽滤波器长度及 FRM 实际最大通带纹波和实际最低阻带衰减数值.

表 5 屏蔽滤波器纹波的优化

屏蔽滤波器通带纹波/dB	n_{ma}/n_{mc}	FRM 最大通带纹波/dB	FRM 最低阻带衰减/dB
0.006	68	0.008 83	42.1
0.007	67	0.008 93	41.86
0.008	66	0.008 93	40.98
0.008 5	66	0.008 94	41.04
0.008 6	66	0.008 95	41.06
0.008 7	66	0.008 95	41.07
0.008 8	66	0.008 95	41.08
0.008 9	65	0.008 89	40.11
0.009	65	0.008 90	40.12
0.009 5	65	0.008 91	40.19
0.01	65	0.008 93	40.27

通过数据对比可以发现, 在满足最低阻带衰减为 40 dB、屏蔽滤波器长度最小和 FRM 滤波器最大通带纹波最小的条件下, 最优的屏蔽滤波器纹波为 0.008 9 dB.

4 仿真结果

4.1 性能仿真

经过本文第 3 部分的设计及优化, 可以得到该滤波器的最优设计参数为: 插值因子 $M=9$, 原型滤波器的长度为 $N_a=43$, 屏蔽滤波器纹波为 0.008 9 dB. 图 2 为该设计参数下的 FRM 滤波器频率响应图.

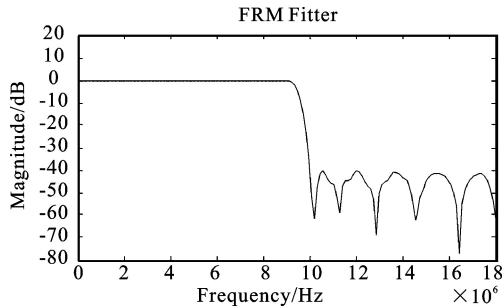


图2 最优设计参数下的频率响应

对图2中的通带进行放大获得图3,可以看到其纹波大小.

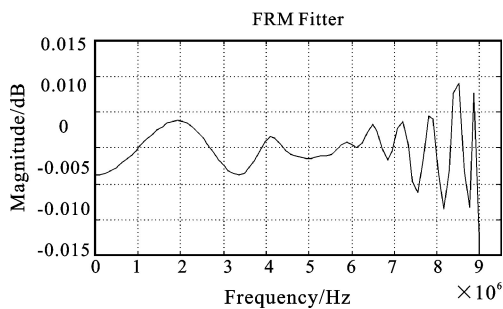


图3 最优设计参数下的频率响应通带纹波

仿真结果显示 FRM 滤波器最大通带纹波为 0.008 89 dB,最小阻带衰减为 40.11 dB,通带截止

频率为 9.389 5 MHz,阻带截止频率为 9.996 6 MHz,归一化带宽为 3.035 5%,均较好达到要求,并富有余量.原型滤波器的长度为 43,两个屏蔽滤波器的长度均为 65,由于三个子滤波器的系数对称,从而复杂度可以减半,也即该设计条件下 FRM 滤波器的总复杂度为 87.

在同样的仿真条件下,采用 matlab 中自带的滤波器生成工具 Fdatool, Response Type 选取 Lowpass, Design Method 选取 FIR 中的 Equiripple, Firter Order 选取 Minimum order,设定 Density Factor 为 20, $F_s = 122.88$ MHz, $F_{\text{pass}} = 9$ MHz, $F_{\text{stop}} = 10.0025$ MHz, $A_{\text{pass}} = 0.01$ dB, $A_{\text{stop}} = 40$ dB. 仿真结果图4所示.

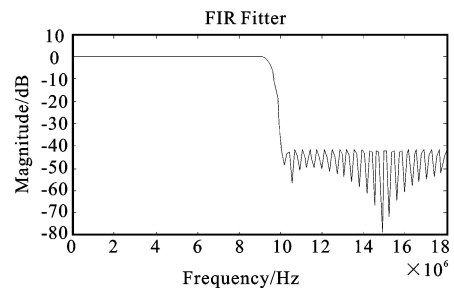


图4 Fdatool 的仿真结果

表6 在不同带宽下的LTE-A数字前端指标

带宽/MHz	3 dB 信号频率/MHz	终止频率/MHz	基带采样率/MHz	通带纹波限制/dB	阻带衰减限制/dB
1.4	0.54	0.702 5	$1.92 * 4$	0.01	40
3	1.35	1.507 5	$3.84 * 4$	0.01	40
5	2.25	2.502 5	$7.68 * 4$	0.01	40
10	4.5	5.007 5	$15.36 * 4$	0.01	40
15	6.75	7.512 5	$23.04 * 4$	0.01	40
20	9	10.002 5	$30.72 * 4$	0.01	40

4.2 复杂度比较

下面,对LTE-A数字前端标准在不同带宽的条件下,分别对FRM滤波器结构和普通FIR滤波器的复杂度进行仿真,其中LTE-A数字前端在不同带宽下的标准要求如表6所示.仿真结果如表7所示.

表7 在LTE-A不同带宽下FIR滤波器和FRM滤波器的复杂度对比

带宽/MHz	FIR滤波器复杂度	优化FRM滤波器复杂度
1.4	131	68
3	136	79
5	169	87
10	168	87
15	168	87
20	170	87

通过表7对比可以发现,在同样的条件下,FRM滤波器的复杂度要远小于普通FIR滤波器的复杂度.我们知道,复杂度决定了硬件实现中乘法器的个数,进而决定芯片面积及硬件消耗的资源.所以综合考虑性能和硬件代价,在LTE-A前端设计中,FRM滤波器是不错的选择.

5 结束语

LTE-A指标要求数字前端滤波器不仅要具有很窄的过渡带,还要具有很低的通带纹波,使得数字前端滤波器的复杂度显著提升.本文采用基于频率屏蔽响应技术的FRM(frequency-response masking)滤波器,通过对其插值因子、滤波长度和纹波幅度的优化,实现了满足LTE-A性能的低复杂度前

端数字滤波器. 仿真结果表明, 与传统 FIR 滤波器相比, 本文的 FRM 滤波器复杂度降低约 50%, 性能也优于 FIR 滤波器, 并且滤波器系数可配置, 因而在软件无线电中推广应用.

参考文献:

- [1] 栗欣, 吴佳, 曾捷. LTE-Advanced 主导 3G 无线通信走向未来[J]. 移动通信, 2009, 23(12): 48-54.
- [2] Su Yi, Ming Lei. Backhaul resource allocation in LTE-Advanced relaying systems [C]// Proceedings of 2012 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Shanghai, 2012:1207-1211.
- [3] Gozalvez J. First LTE-Advanced commercial network deployed [J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2013, 8(1): 10-17.
- [4] Lu Na, Zhu Xue tian, Jiang Zheng. Performance of LTE-Advanced macro-pico heterogeneous networks [C]// Proceedings of 2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Shanghai, 2013: 545-550.
- [5] 梁学俊, 杨夏善, 吴伟民, 等. 基于硬件行为的 TD-LTE 关键技术仿真方案[J]. 微电子学与计算机, 2013, 30(11): 71-75.
- [6] Mitola J. The software radio architecture[J]. IEEE Communications Magazine, 1995, 33(5): 26-38.
- [7] 杨玉庆. 3GPP LTE 下行接收系统的数字信号处理与 VLSI 实现研究[D]. 上海: 复旦大学, 2011.
- [8] Hartley R I. Subexpression sharing in filters using canonic signed digit multipliers[J]. Circuits Syst. II: Analog and Digital Signal, 1996, 43(10): 677-688.
- [9] Peiro M M, Boemo E I, Wanhammar L. Design of high-speed multiplierless filters using a nonrecursive signed common subexpression algorithm [J]. IEEE Trans. Circuits Syst. II: Analog and Digital Signal Processing, 2002, 49(3): 196-203.
- [10] Vinod A P, Lai E M. On the implementation of efficient channel filters for wideband receivers by optimizing common subexpression elimination methods[J]. IEEE Trans. Computer-Aided Design Integrated Circuits and Systems, 2005, 24(2): 295-304.
- [11] Chen K H, Chiueh T D. A low-power digit-based reconfigurable FIR filter [J]. IEEE Trans. Circuits Syst. II: Express Briefs, 2006, 53(8): 617-621.
- [12] Tang Z W, Zhang J, Min H. A high-speed, programmable, CSD coefficient FIR filter [J]. IEEE Trans. Consumer Electronics, 2002, 48(11): 834-837.
- [13] Lim Y C. Frequency-response masking approach for the synthesis of sharp linear phase digital filters [J]. IEEE Trans. Circuits And Systems, 1986, 33(4): 357-364.
- [14] Lian Y, Zhang L, Ko C C. An improved frequency response masking approach for designing sharp FIR filters [J]. IEEE Trans. Signal Processing, 2001, 49(12): 2573-2581.
- [15] Lu W S, Hinamoto T. Optimal design of frequency-response-masking filters using semidefinite programming [J]. IEEE Trans. Circuits and Systems, 2003, 50(4): 557-568.

作者简介:

张永满 男, (1987-), 硕士研究生. 研究方向为 LTE-A 软基带通信.

梁利平 男, (1969-), 研究员. 研究方向为多核处理器与系统.

管武 男, (1981-), 副研究员. 研究方向为通信与信息系统.

吴俊东 男, (1992-). 研究方向为微电子.

(上接第 32 页)

- [12] Sumio Morioka Akashi Satoh. An optimized S-box circuit architecture for low power AES design [C] // CHES 2002. USA: Redwood City, LNCS 2523, 2003: 172-186.

作者简介:

牛砚波 男, (1987-), 硕士研究生. 研究方向为 VLSI 与 SOC 设计.

蒋安平 男, (1969-), 博士, 研究员. 研究方向包括 VLSI 与 SOC 设计、计算机体系结构等.