文章编号:1004-2474(2024)05-0655-05 **DOI**:10.11977/j.issn.1004-2474.2024.05.006

一种小型化高性能薄膜体声波双工器设计方法

张智欣,陈长娥,韩茜茜,史向龙,魏家贵,苏 波,范佰杰,林树超
(北京航天微电科技有限公司,北京 100854)

摘 要:针对射频前端对双工器小型化的使用需求,采用拓扑结构设计、匹配设计、版图设计和封装设计等设计方法,研制出一款小型化高性能薄膜体声波(FBAR)双工器,其接收端频率为1 805~1 880 MHz,发射端频率为1 710~1 785 MHz,通带内整体插入损耗≤3.0 dB,通道频段的相互抑制≥50 dB,隔离度≥50 dB,尺寸为2.0 mm×1.6 mm×0.9 mm。该双工器具有小体积、低插损、高阻带、高隔离等特性,符合应用系统对双工器的使用需求。

关键词:高性能薄膜体声波(FBAR);双工器;小型化;高隔离;低插损
中图分类号:TN384;TN64 **文献标识码**:A

Design Method for a Miniaturized High-Performance FBAR Duplexer

ZHANG Zhixin, CHEN Chang'e, HAN Xixi, SHI Xianglong, WEI Jiagui, SU Bo, FAN Baijie, LIN Shuchao
(Beijing Aerospace Micro-Electronics Technology Co., LTD, Beijing 100854, China)

Abstract: To meet the miniaturization requirements of duplexers in RF front-end applications, this paper employs a comprehensive approach, incorporating techniques such as topology design, matching network design, chip layout design, and package design. Consequently, a miniaturized high-performance film bulk acoustic wave resonator (FBAR) duplexer was developed. The duplexer operates in the receive band frequency range of 1 805-1 880 MHz and the transmit band frequency range of 1 710-1 785 MHz. The insertion loss in both the RX and TX bands is less than 3.0 dB, with RX rejection in the TX band and TX rejection in the RX band exceeding 50 dB. Additionally, the isolation is greater than 50 dB. The product dimensions are 2.0 mm×1.6 mm×0.9 mm. The duplexer demonstrates characteristics of miniaturization, low insertion loss, high rejection, and high isolation, meeting system performance requirements.

Key words: FBAR; duplexer; miniaturization; high isolation; low insertion loss

0 引言

在射频前端模块中常使用双工器同时对接收信号与发射信号进行滤波。应用系统对双工器有小体积、低插损、高阻带抑制、高隔离等性能需求,针对此类应用需求,采用拓扑结构设计、匹配设计、版图设计、封装设计等设计方法,研制出一款小型化高性能薄膜体声波(FBAR)双工器,其接收通道的频率为1 805~1 880 MHz,通带内插损≤3.0 dB,对发射频段的抑制≥50 dB;发射通道的频率为1 710~1 785 MHz,通带内插损≤3.0 dB,对接收频段的抑制≥50 dB。双工器的隔离度≥50 dB,尺寸为2.0 mm×1.6 mm×0.9 mm。此双工器具有小体积、低插损、高阻带抑制、高隔离等特性,符合应用系统对双工器的需求。

1 拓扑结构设计

双工器为三端口器件,由发射滤波器、接收滤波器与匹配网络构成,其示意图如图1所示。

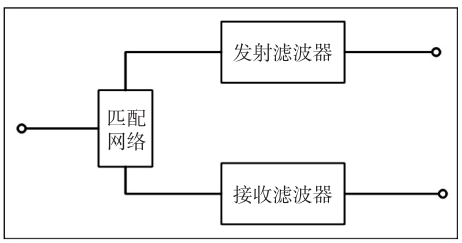


图1 双工器网络示意图

收稿日期:2024-07-09
作者简介:张智欣(1986-),女,吉林省延边朝鲜族自治州人,高级工程师,博士。

由图可见，3 个端口分别为天线端(ANT)、发射端(TX)、接收端(RX)[1]。

首先根据双工器的性能要求，设计发射滤波器与接收滤波器的拓扑结构。根据 Mason 方程理论，无损 FBAR 谐振器的输入阻抗[2]为

$$Z(\omega)=\frac{1}{\mathrm{j}\omega C_o}\left\{1-k_t^2\frac{\tan[\omega/(4f_a)]}{\omega/(4f_a)}\right\} \tag{1}$$

式中：ω 为角频率；C_0 为 FBAR 谐振器的静态电容；k_t^2 为机电耦合系数；f_a 为谐振器的谐振频率。由式(1)可知，FBAR 谐振器的输入阻抗可由参数 C_0、k_t^2 与 f_a 进行表征。

图 2 为 FBAR 谐振器的输入阻抗特性。图中有两个谐振频率：串联谐振频率 f_r，其具有最小阻抗值；并联谐振频率 f_a，其具有最大阻抗值。

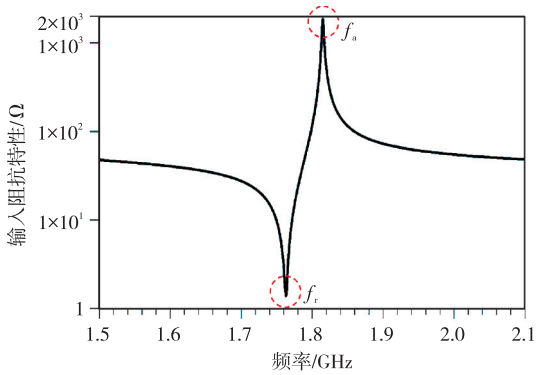


图 2 FBAR 谐振器输入阻抗的幅频曲线

机电耦合系数 k_t^2 与谐振频率的关系[3]为

$$k_t^2=\frac{\pi^2}{4}\cdot\frac{f_r}{f_a}\cdot\frac{f_a-f_r}{f_a} \tag{2}$$

图 3 为典型的梯形滤波器结构，由串联谐振器与并联谐振器组成。谐振器数量与梯形结构的阶数(N)相关。一阶梯形($N=1$)滤波器的传输特性(S_{21})如图 4 所示。由图可知，在滤波器的通带两侧存在两个传输零点，分别与串联谐振器的并联频率 f_a^p 以及并联谐振器的串联频率 f_r^s 相对应。这两个传输零点直接影响滤波器的滚降度与抑制度。在滤波器设计中可以通过增加级数 N 来提升抑制度，但同时会减小通带带宽，增加通带插损。

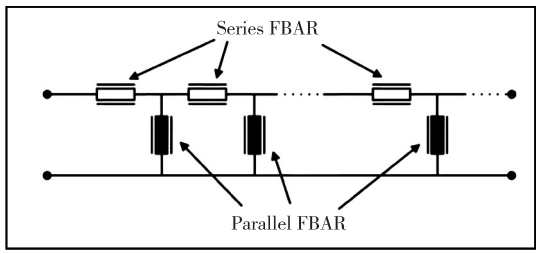


图 3 梯形滤波器结构示意图

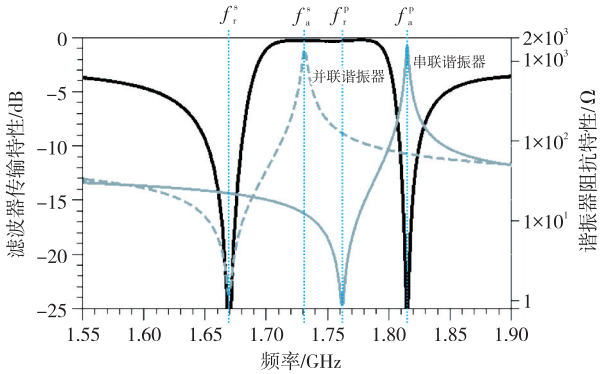


图 4 梯形 FBAR 滤波器原理示意图

定义通带带宽 BW 为

$$BW=f_2-f_1 \tag{3}$$

式中 f_1 与 f_2 为串联谐振阻抗与并联谐振阻抗相等时的频率，即：

$$|Z^s(f_i)|=|Z^p(f_i)| \tag{4}$$

设计滤波器的拓扑结构，首先要确定谐振器的谐振频率 f_a^s 与 f_r^p。再根据滤波器的抑制要求，确定通带两侧的传输零点。由于通带两侧的传输零点分别与串联谐振器的 f_a^s、并联谐振器的 f_r^p 相对应，由此可确定谐振器的谐振器频率 f_a^s 与 f_r^p。

将 f_a^s 与 f_r^p 代入式(2)，可得到 f_a^p 与 f_r^s 两个频率。考虑通带带宽设计的合理性，一般情况下 $f_r^s\geqslant f_a^p$，且满足[2]：

$$f_a^p\geqslant\left(\frac{\pi}{2k_t^2}\right)^2\left(\frac{\pi-\sqrt{\pi^2-16k_t^2}}{\pi+\sqrt{\pi^2-16k_t^2}}\right)f_r^s \tag{5}$$

然后需确定串并联静态电容比 $\psi=C_o^s/C_o^p$。根据式(1)、(3)可知，通带 BW 由 f_a^s、f_r^s、f_a^p、f_r^p、ψ 等参数决定。由于谐振频率均已确定，因此需要根据通带带宽来设计电容比 ψ。若直接利用式(1)设计 ψ，其推导过程复杂，故对式(1)进行做近似处理，有

$$Z(f)=\frac{1}{\mathrm{j}2\pi fC_o}\left(\frac{f^2-f_r^2}{f^2-f_a^2}\right) \tag{6}$$

得到 ψ 的表达式：

$$\psi=\frac{-f_i^4+f_i^2f_a^{p2}+f_i^2f_r^{s2}-f_r^{s2}f_a^{p2}}{f_i^4-f_i^2f_a^{s2}-f_i^2f_r^{p2}+f_a^{s2}f_r^{p2}}\quad(i=1,2) \tag{7}$$

为了得到 ψ 与 BW 的关系表达式，假设 f_1 与 f_2 的中心频率为 f_c，则：

$$\begin{cases}f_1=f_c-BW/2\\f_2=f_c+BW/2\end{cases} \tag{8}$$

联立式(7)、(8)，得到 ψ 与 BW 的关系，即 ψ 随 BW 的增加而增加。

再确定串并联电容之积 $\Theta = C_o^s \cdot C_o^p$。串联电容之积 Θ 由输入、输出端的阻抗匹配决定，有

$$\Theta = \frac{1}{(2\pi f_c R)^2} \tag{9}$$

式中 $R = 50\ \Omega$ 为源与负载的阻抗值。

根据串并联电容比 ψ 与串并联电容积 Θ，得到串联静态电容 C_o^s 与并联静态电容 C_o^p。

最后确定滤波器的级数 N。在通带以外的频率范围内，梯形滤波器等效为电容网络。带外抑制度取决于串并联电容比 ψ 与阶数 N。带外抑制度随 ψ 的增加而降低，但随 N 的增加而提升。由于 ψ 已确定，故根据滤波器带外抑制度来选择适合的阶数 N 即可。

根据上述设计方法，结合双工器的性能要求，采用 $N = 4$ 的梯形拓扑结构，串联静态电容 C_o^s 为 1.22 pF，并联静态电容 C_o^p 为 1.51 pF，具体拓扑结构如图 5 所示。确定拓扑结构后，根据具体的性能要求可再做优化调整。

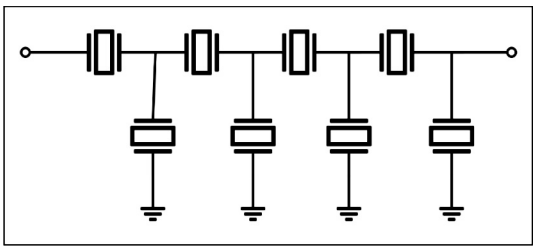
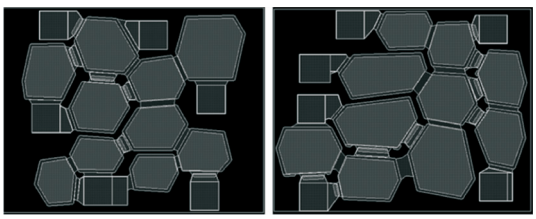


图 5　发射通道、接收通道滤波器的拓扑结构示意图

2　芯片版图设计

滤波器的拓扑结构与各静态电容确定后，需要对滤波器进行版图设计。在版图设计时要尽量避免信号谐振器在空间位置引起的寄生串扰，故将信号谐振器置于芯片的对侧。同时设计套刻对准距离时要覆盖光刻误差范围，以保证版图的工艺兼容性。图 6 为发射通道与接收通道芯片版图的最终设计方案，芯片尺寸为 0.9 mm×0.7 mm。

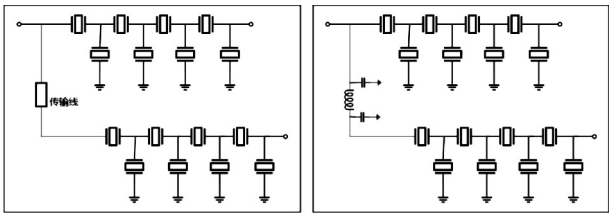


(a) 发射滤波器版图示意图　　(b) 接收滤波器版图示意图

图 6　发射与接收滤波器芯片版图设计示意图

3　双工器匹配设计与封装设计

根据发射频段与接收频段的频率特性，适用此双工器的匹配设计有传输线匹配网络与 π 型匹配网络[4]，如图 7 所示。由图可见，π 型匹配网络由 3 个集总元件组成，不利于双工器芯片的小型化，故采用传输线网络作为双工器匹配网络。同理，为了实现双工器芯片的小型化，将传输线匹配网络设计于封装基板内，并对传输线的特性阻抗与电学长度进行针对性设计，以得到最优的匹配网络。经过仿真计算，此双工器匹配传输线的电学长度设计值约为 90°。



(a) 传输线网络电路示意图　　(b) π 型网络电路示意图

图 7　不同双工器匹配网络示意图

为了实现芯片的小型化，本文双工器采用芯片级封装(CSP)形式。由于双工器的匹配传输线需要在封装基板内通过绕线的方式实现，双层基板无法满足绕线的空间需求，故采用 4 层封装基板。

在封装基板设计中需要充分考虑电磁兼容设计：信号线与其回路构成的面积要尽量小，对外的辐射越小，则接受外界干扰越小；不同信号线间铺设地以隔离串扰等。具体的封装基板设计如图 8 所示。图 9 为不同基板设计下的双工器性能对比图，由图 9 可知，两种设计在阻带抑制方面相差 5～10 dB。

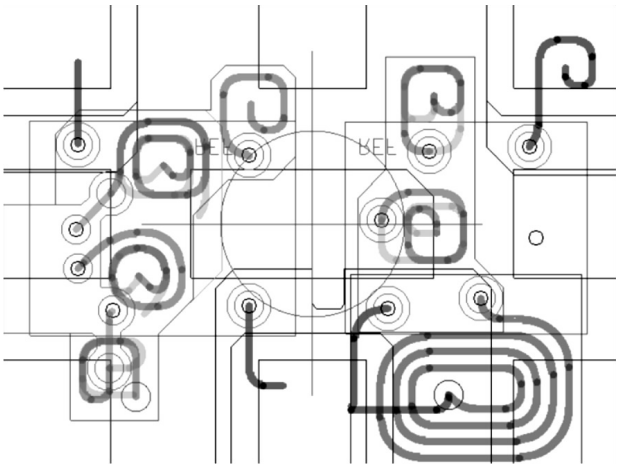


图 8　多层封装基板设计示意图

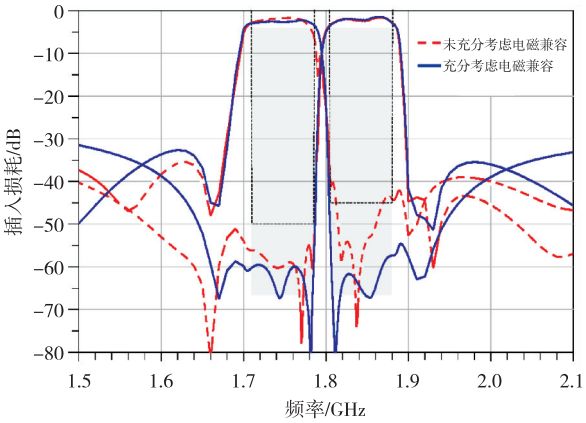


图 9 封装中是否采用电磁兼容设计的双工器性能对比

在实际工程应用中，滤波器处于时变的电磁场环境中，电磁耦合、寄生电感与寄生电容均会影响滤波器的最终特性。若要综合考虑这些影响因素，则需要进行精确、有效的声电磁三维协同仿真。对滤波器及封装的电磁效应进行整体计算，并根据计算结果进行电性能预测与结构优化设计，才能较准确地预测 FBAR 器件的最终性能。

将芯片与封装结构带入三维电磁仿真工具中进行电磁仿真，仿真模型如图 10 所示。再将计算结果带入声学结构中进行声电磁协同仿真，得到最终的仿真结果，即产品最终性能的预估结果，如图 11 所示。由图 11 可知，双工器的设计性能为 TX 通带插损≤3.0 dB，TX 在 RX 频段的抑制≥55 dB，RX 通带插损≤3.0 dB，RX 在 TX 频段的抑制≥50 dB，隔离度≥55 dB。

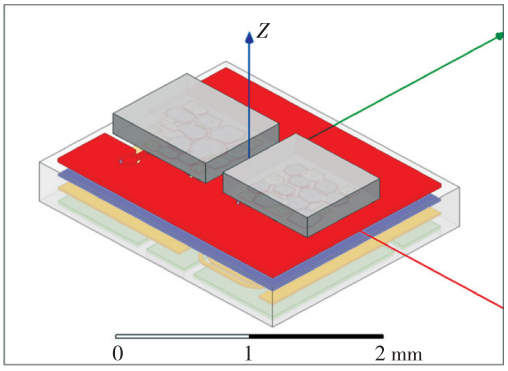
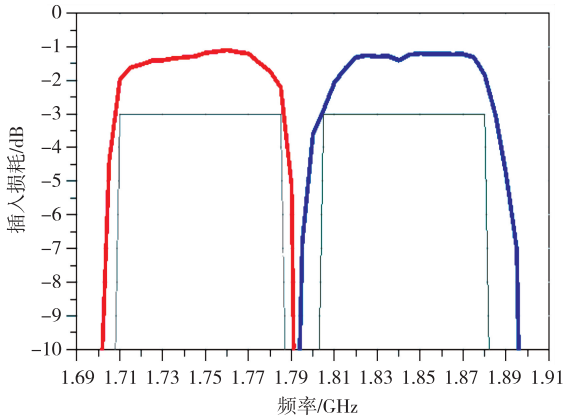
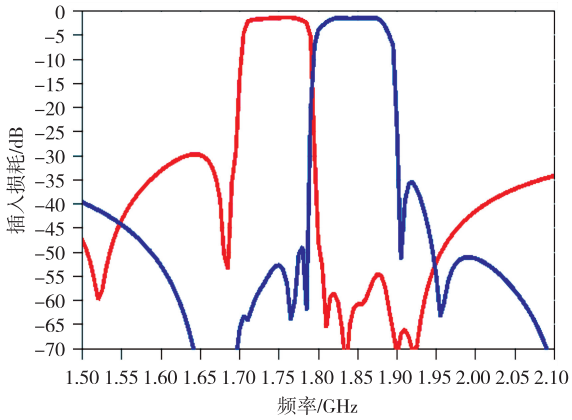


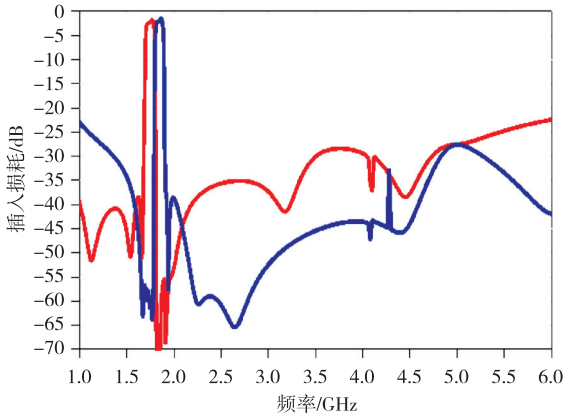
图 10 三维电磁仿真模型



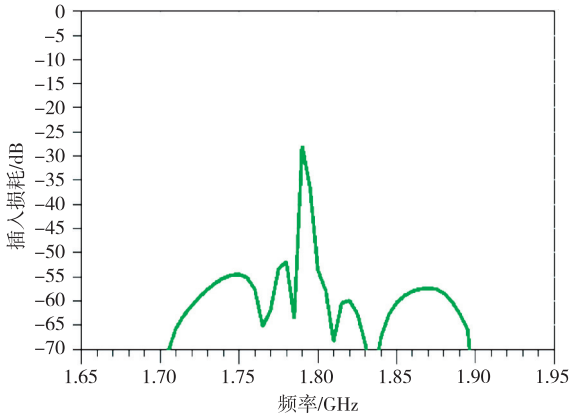
(a) TX通带与RX通带性能曲线



(b) TX通道与RX通道的近端抑制特性曲线



(c) TX通道与RX通道的远端抑制特性曲线



(d) 双工器隔离特性曲线

图 11 双工器设计性能

4　双工器实测电学特性

采用 FBAR 工艺制作滤波器晶圆，并切割得到滤波器芯片。再利用 CSP 封装工艺制成双工器芯片产品，如图 12 所示。双工器芯片尺寸为 2.0 mm×1.6 mm×0.9 mm。

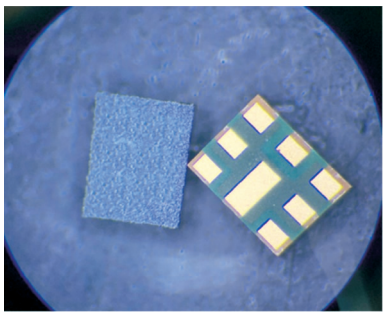
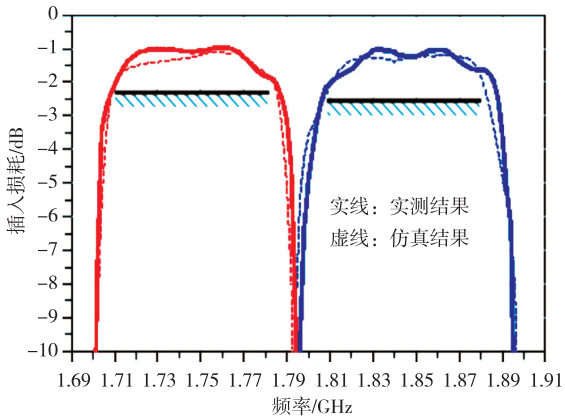
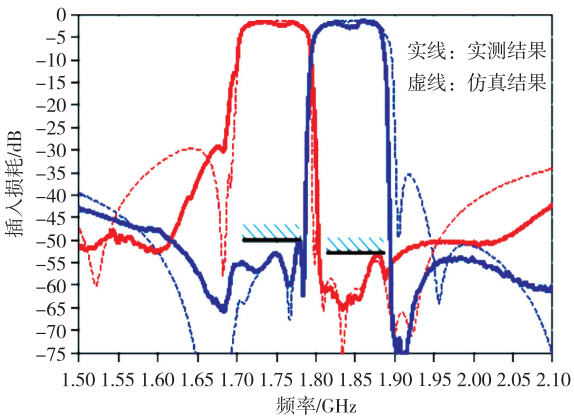


图 12　双工器产品实物图

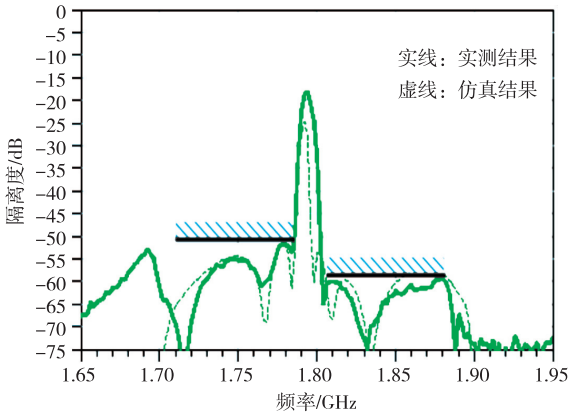
图 13 为双工器的实测与仿真结果。由图可知，TX 与 RX 的通带插损均≤3.0dB，TX 通道在 RX 频段的抑制≥52 dB，RX 通道在 TX 频段的抑制≥50 dB，隔离度≥50 dB。双工器的实测结果与仿真结果相吻合。



(a) TX通带与RX通带性能曲线



(b) TX通道与RX通道抑制特性曲线



(c) 双工器隔离特性曲线

图 13　双工器实测与仿真性能对比

5　结束语

采用拓扑结构设计、匹配设计、版图设计、封装设计等设计方法，研制出一款 L 波段小型化高性能薄膜体声波（FBAR）双工器，其具有小体积、低插损、高阻带、高隔离等特性，符合应用系统对双工器的使用需求。

参考文献：

[1]　RUBY R. A decade of FBAR success and what is needed for another successful decade[C]//Shenzhen，China：2011 Symposium on Piezoelectricity，Acoustic Waves and Device Applications(SPAWDA)，2011：365-369.

[2]　MENÉNDEZ Ó，DE PACO P，VILLARINO R，et al. Closed-form expressions for the design of ladder-type FBAR filters[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters，2006，16(12)：657-659.

[3]　HASHIMOTO K Y. RF bulk acoustic wave filters for communications[M]. London：Artech House，2009.

[4]　BRADLEY P，YE S，KIM J，et al. A generic 2.0×2.5 mm^2 UMTS FBAR duplexer based on 8-pole near-elliptic filters[J]. 2009 IEEE International Ultrasonics Symposium，2009：839-842.