

文章编号: 1672-2892(2012)01-0072-05

一种改变交叉耦合极性的新方法

徐 巍, 贾宝富, 谭成环

(电子科技大学 物理电子学院, 四川 成都 610054)

摘 要: 提出了一种用传输线在微带交叉滤波器和腔体交叉滤波器中实现交叉耦合极性改变的新方法。在微带交叉耦合滤波器中运用 180° 电长度的传输线实现源与非相邻谐振器的耦合, 可使交叉耦合极性由容性变为感性。在腔体交叉耦合滤波器中, 使用 180° 左右电长度的传输线, 可使传输零点从阻带高端移动到阻带低端。讨论了不同电长度的传输线对交叉耦合的影响, 通过调节传输线的电长度, 控制传输零点的位置, 提高滤波器的带外抑制。这种改变耦合极性的方法, 可以用同一耦合方式获得任意位置的传输零点, 给滤波器设计提供了更大的自由度。

关键词: 交叉耦合; 传输线; 交叉耦合极性

中图分类号: TN811⁺.3

文献标识码: A

A new method of changing the polarity of cross-coupling

XU Wei, JIA Bao-fu, TAN Cheng-huan

(School of Physical Electronics, UESTC, Chengdu Sichuan 610054, China)

Abstract: This paper proposes a new method to implement change of polarity of cross-coupling in microstrip cross-coupling filter and cavity cross-coupling filter by the use of transmission line. To realize the cross-coupling between the source and a nonadjacent resonator by using a transmission line with an electrical length of 180° in microstrip cross-coupling filter, can make the polarity of cross-coupling change from capacitive to inductive. Using a transmission line with an electrical length about 180° in cavity cross-coupling filter, transmission zero can be shifted from upper stopband to lower stopband. A discussion of the effects of different electrical length transmission line on cross-coupling is presented. The positions of transmission zeros can be controlled by adjusting the lengths of transmission lines to improve the rejection level. With this proposed method, transmission zeros can be positioned arbitrarily using the same coupling structure, which makes the filter design more flexible.

Key words: cross-coupling; transmission line; polarity of cross-coupling

随着通信技术的迅猛发展, 频谱资源越来越紧张, 因而对滤波器的选择性提出了更高的要求。广义切比雪夫滤波器以其高选择性在滤波器设计中得到了广泛应用。广义切比雪夫滤波器^[1]利用非相邻谐振器之间的交叉耦合, 在阻带实现传输零点, 以实现较高的带外抑制。交叉耦合结构普遍采用 CT(Cascaded Triplet)和 CQ(Cascaded Quadruplet)结构^[2-7]。在腔体交叉耦合滤波器中利用外耦合线, 即传输线来实现非相邻腔之间的耦合, 这样无需结构上的折叠而使滤波器的结构更为简单、紧凑; 在微带交叉耦合滤波器的设计中使用传输线, 可使得设计更简单, 周期更短; 在双模滤波器中, 利用传输线可构成切角或外加贴片无法实现的耦合极性。本文以微带交叉耦合滤波器和腔体交叉耦合滤波器为例, 提出了一种改变交叉耦合极性的新方法, 分析了不同传输线电长度对交叉耦合极性和交叉耦合量大小的影响。

1 基本原理

1.1 微带交叉耦合滤波器中交叉耦合极性改变的实现

本文中微带交叉耦合滤波器拓扑结构为 CQ 和 CT 混合结构, CQ 结构产生 2 个传输零点, CT 结构实现 1 个传输零点。如图 1(a)所示, CQ 结构中利用传输线实现源与谐振器 3 之间的交叉耦合, CT 结构中利用传输线实现

负载与谐振器 3 之间的交叉耦合。本滤波器在 4 阶平行耦合线滤波器的基础上引入交叉耦合，图 1(b)为滤波器的集总参数等效电路。其中导纳倒相器引起 -90° 相移，变压器提供 180° 相移。当 $f < f_0$ (谐振频率)时，谐振器导纳呈感性，因而产生 -90° 的相移。当 $f > f_0$ 时，谐振器导纳呈容性，因而产生 $+90^\circ$ 的相移。当 $f < f_0$ 时， Y_{FA} (节点 A 与 F 间的导纳)的相移为 $-90^\circ(-90^\circ-90^\circ-180^\circ-90^\circ-90^\circ-180^\circ-90^\circ=-810^\circ=-90^\circ)$ ，当 $f > f_0$ 时， Y_{FA} 的相移为 $-90^\circ(-90^\circ+90^\circ-180^\circ-90^\circ+90^\circ-180^\circ-90^\circ=-450^\circ=-90^\circ)$ 。同理可知，当 $f < f_0$ 时， Y_{GA} 的相移为 $+90^\circ$ ， $f > f_0$ 时， Y_{GA} 相移为 $+90^\circ$ 。当 $f < f_0$ 时， Y_{JF} 相移为 $+90^\circ$ ， $f > f_0$ 时相移为 -90° 。当 $f < f_0$ ， Y_{JG} 相移为 -90° ， $f > f_0$ 时相移为 $+90^\circ$ 。如图 1(b)所示， J_{AF} (表示 AF 间的导纳倒相器)或 J_{AG} 对应 M_{S3} ， J_{JF} 或 J_{JG} 对应 M_{3L} 。先分析 CQ 结构，当主路径为 A 到 F 时，相移为 -90° ，如果交叉耦合极性为电耦合，则交叉耦合路径产生 -90° 的相移，与主路径的相移相同，则无法实现传输零点。要实现传输零点，则需要改变交叉耦合极性，一般方法是改变基本的耦合结构。本文利用 180° 电长度的传输线，使交叉耦合路径的总相移变为 $+90^\circ(-90^\circ-180^\circ=-270^\circ=+90^\circ)$ ，因而耦合极性发生了反转。由于从 J 到 F 的主路径产生 $+90^\circ$ 相移，从 J 到 G 的主路径产生 -90° 相移，如果交叉耦合还是选择电耦合，则主路径选择从 J 到 G。

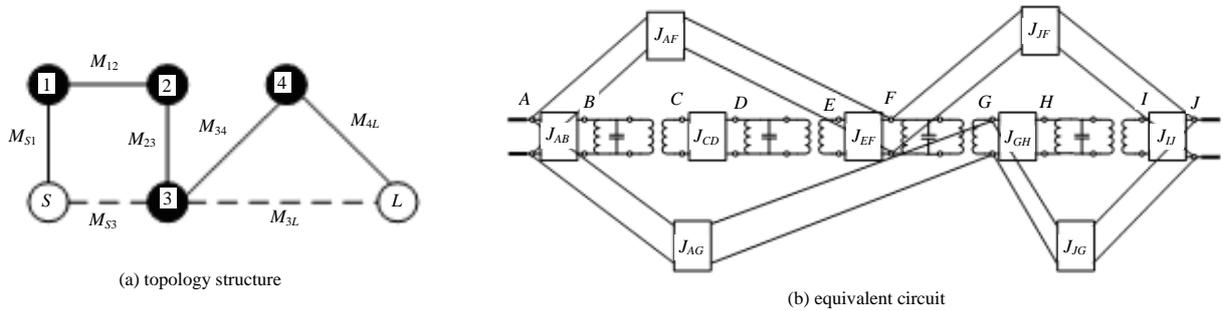


Fig.1 Mixed CQ and CT filter
图 1 CQ 和 CT 混合结构滤波器

1.2 腔体交叉耦合滤波器中交叉耦合极性改变的实现

先以 CT 结构为例，如图 2 所示，说明传输线电长度对耦合极性的影响，1 腔与 2 腔以及 2 腔与 3 腔均为磁耦合，1 腔与 3 腔的磁耦合由传输线产生。由电路理论可知，磁耦合产生 -90° 相移，电耦合产生 $+90^\circ$ 相移。当 $f < f_0$ 时，谐振腔呈容性，产生 $+90^\circ$ 相移，当 $f > f_0$ 时，谐振腔呈感性，产生 -90° 相移。当 $f < f_0$ 时，主路径的相移为 $-90^\circ(-90^\circ+90^\circ-90^\circ=-90^\circ)$ ，交叉耦合路径相移为 -90° ，相位相同。当 $f > f_0$ 时，主路的相移为 $+90^\circ(-90^\circ-90^\circ-90^\circ=-270^\circ=+90^\circ)$ ，交叉耦合路径仍为 -90° ，彼此相位相反，阻带高端产生传输零点。要改变交叉耦合极性从而在阻带低端实现传输零点，一般方法是改变基本的交叉耦合结构，本文不采用这种方式，就可实现极性的反转。由于交叉耦合单元的分布参数性质，其电长度不可能为零，交叉耦合单元引起的总的相移应为不同耦合极性带来的相移与一定电长度的耦合单元引起的相位延迟量之和^[8]。因而可利用传输线引起的相移，使交叉耦合极性反转。举例来说，当传输线的电长度为 180° 时，交叉耦合路径总的相移变为 $+90^\circ$ ，与 $f > f_0$ 时主路的相移相同，与 $f < f_0$ 时主路的相移相反，阻带高端的零点消失，阻带低端产生零点，交叉耦合极性变为电耦合。实际应用中，不严格要求传输线电长度为 180° ，在电长度小于或大于 180° 的一定范围内，耦合极性也可以实现反转。

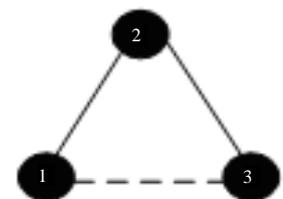


Fig.2 Topology structure of CT filter
图 2 CT 滤波器结构图

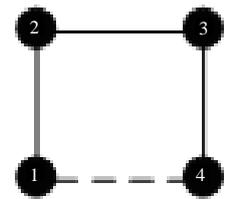


Fig.3 Topology structure of CQ filter
图 3 CQ 滤波器拓扑结构图

CQ 磁交叉耦合结构的滤波器(拓扑结构如图 3 所示)响应中没有传输零点，为一般切比雪夫响应，本文不改变基本的交叉耦合结构，仅利用一定电长度的传输线，使 1 腔与 4 腔之间的交叉耦合极性变为电耦合，就可使响应转变为广义切比雪夫响应。

当 $f < f_0$ 时，主路径的相移为 -90° ，交叉耦合路径相移为 $+90^\circ$ ，相位相反，阻带低端可产生 1 个传输零点；当 $f > f_0$ 时，主路径的相移仍为 -90° ，交叉耦合路径相移为 $+90^\circ$ ，相位相反，阻带高端也产生 1 个传输零点。因而，滤波器由一般切比雪夫函数滤波器变成了带有 2 个传输零点的广义切比雪夫函数滤波器。

2 滤波器实例

2.1 微带交叉耦合滤波器

微带交叉耦合滤波器中心频率为 2.4 GHz, 阶数位 4 阶, 相对带宽为 7%, 回波损耗 20 dB, 滤波器拓扑结构为 CQ 和 CT 混合结构, 2 个传输零点 2.2 GHz, 2.6 GHz 由 CQ 结构产生, M_{S3} 选为电耦合, 则主耦合路径为 A 到 F, 外耦合线(传输线)电长度为 180° , 第 3 个零点位于 2.82 GHz, 由 CT 结构产生, M_{3L} 选为电耦合, 耦合主路径为 J 到 G。首先应用科恩分析综合方法^[9], 初步确定主耦合路径上各谐振单元的尺寸以及谐振单元之间的距离, 然后加入交叉耦合结构, 利用电路仿真软件 ADS, 对引入交叉耦合结构后的滤波器进行整体优化仿真, 得到各部分尺寸^[10]。滤波器的电路版图如图 4 所示, 利用三维仿真软件 HFSS 建立模型并仿真, 得到响应曲线如图 5 所示。

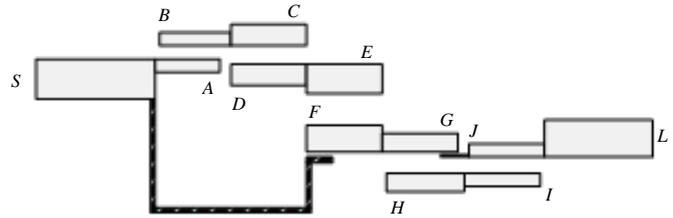


Fig.4 Layout of microstrip cross-coupled filter

图 4 微带交叉耦合滤波器版图(黑色条框部分为外耦合线)

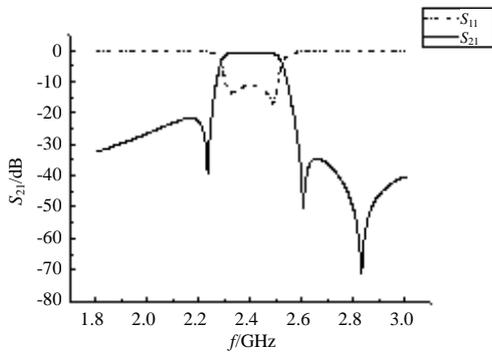


Fig.5 Response of microstrip cross-coupled filter

图 5 微带交叉耦合滤波器的响应

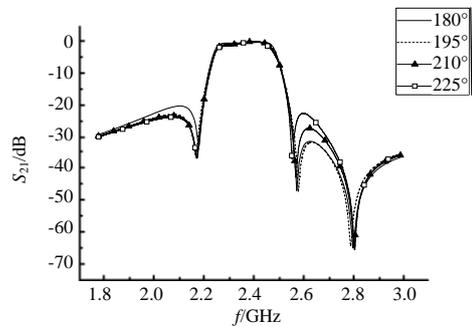


Fig.6 Electrical length of transmission line varies from 180° to 225°

图 6 传输线电长度从 180° 到 225° 变化

为研究传输线电长度变化对交叉耦合的影响, 对实现 M_{S3} 的传输线的电长度进行参数扫描, 得到不同电长度情况下的 S_{21} 曲线的变化, 如图 6~图 9 所示。

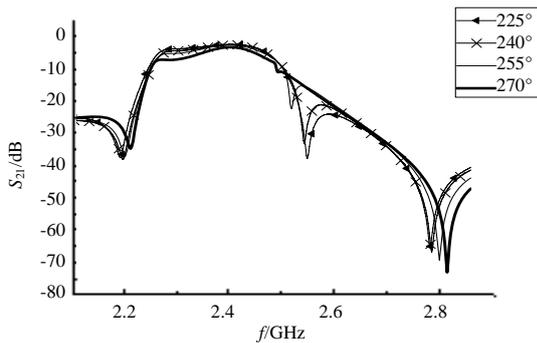


Fig.7 Electrical length of transmission line varies from 225° to 270°

图 7 传输线电长度从 225° 到 270° 变化

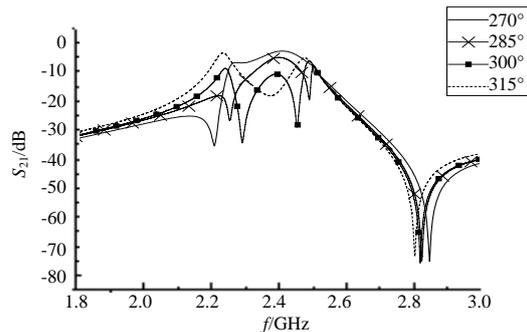


Fig.8 Electrical length of transmission line varies from 270° to 315°

图 8 传输线电长度从 270° 到 315° 变化

从图 6 可以看出, 随着电长度的增加, CQ 结构在阻带产生的零点逐渐向通带中心偏移, 但偏移量很小, 基本可认为不变, 但此时滤波器的阻带抑制特性明显恶化。从图 7 可知, 随着电长度进一步地增大, CQ 结构在阻带产生的零点明显开始向通带中心偏移, 交叉耦合量在进一步增大。从图 8 可以看出, 2 个零点向通带中心的偏移越来越明显, 随着传输线电长度的增加, 交叉耦合量增加的幅度越来越大。

如图 9 所示, 长度从 315° 到 360° 变化时, 2 个零点逐渐消失, 此时交叉耦合结构引起的总的相移为 -90° , 与主路的相移相同, 因而不产生零点。

2.2 腔体交叉耦合滤波器

CT 结构腔体交叉耦合滤波器(如图 10 所示)中心频率为 353.5 MHz, 带宽 8 MHz, 回波损耗 20 dB, 传输零

点位于 356.8 MHz 处。利用传输线即同轴线实现 1 腔与 3 腔的磁交叉耦合，传输线初始电长度为 45°。根据滤波器性能指标进行矩阵耦合，综合得到各腔之间的耦合系数，利用电路仿真和三维电磁场软件仿真，优化各部分尺寸，得到滤波器的响应曲线如图 11 所示。

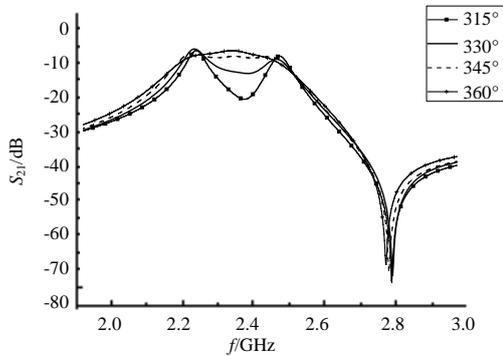


Fig.9 Electrical length of transmission line varies from 315° to 360°
图 9 传输线电长度从 315°到 360°变化

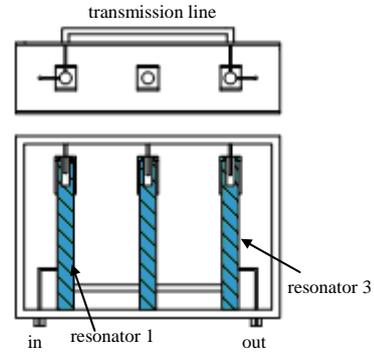


Fig.10 Schematic view of CT cavity filter
图 10 CT 腔体滤波器结构图

由图 11 中滤波器的响应曲线可知，传输零点位于阻带高端。这是由于同轴线实现了 1 腔与 3 腔之间的磁交叉耦合。为研究传输线电长度对交叉耦合的影响，对 CT 结构交叉耦合滤波器中同轴线的电长度进行参数扫描，得到不同电长度下的 S_{21} 曲线，如图 12~图 14 所示。

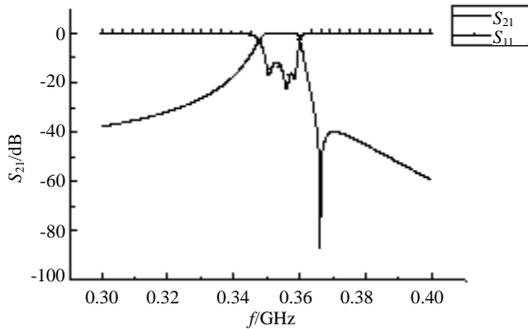


Fig.11 Response of CT cavity filter
图 11 CT 腔体滤波器的响应

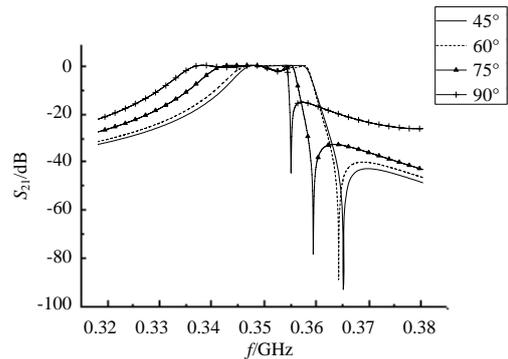


Fig.12 Electrical length of transmission line varies from 45° to 90°
图 12 传输线电长度从 45°到 90°变化

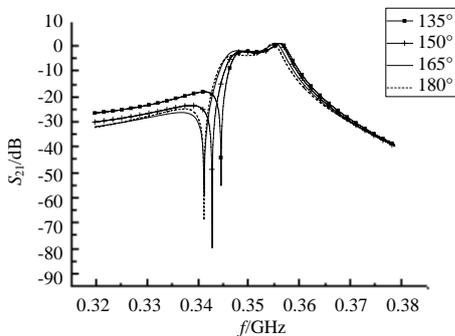


Fig.13 Electrical length of transmission line varies from 135° to 180°
图 13 传输线电长度从 135°到 180°变化

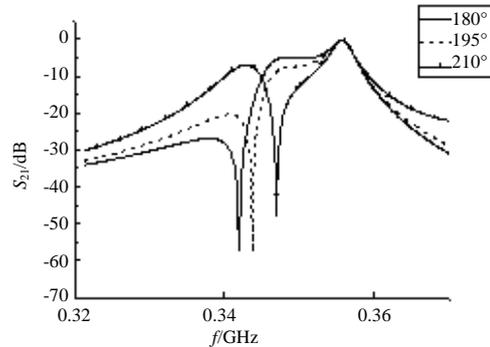


Fig.14 Electrical length of transmission line varies from 180° to 210°
图 14 传输线电长度从 180°到 210°变化

从图 12 可以看出，随着传输线电长度不断增加，传输零点向通带中心偏移，开始时偏移量较小，之后越来越大，证明交叉耦合量开始时增加的幅度比较小，之后不断增大，但交叉耦合极性没有发生变化，依然是磁耦合。

从图 13 可以发现，当传输线电长度增加到 135°时，滤波器的阻带高端的传输零点消失，阻带低端出现了传输零点，由前面的分析可知，这时相当于交叉耦合极性发生了变化，即由磁交叉耦合变成了电交叉耦合，交叉耦

合结构引起的总的相移为 $+90^\circ$ ，与 $f < f_0$ 时主路的相移相反，因而在阻带低端可产生1个传输零点。随着电长度的不断增大，传输零点逐渐偏移通带中心，证明电交叉耦合量在不断减小。由图13可知，要使交叉耦合极性发生变化，并不严格要求传输线的电长度等于 180° ，因而在利用传输线设计交叉耦合滤波器时，传输线电长度的选择可以更为灵活。

由图14可知，当传输线电长度超过 180° 时，传输零点又开始向通带中心偏移，证明电交叉耦合量开始增大。

3 结论

本文以微带交叉耦合滤波器和腔体交叉耦合滤波器为例，提出了一种改变交叉耦合极性的新方法，分析了传输线电长度对交叉耦合极性和交叉耦合量的大小的影响。当传输线电长度较小时，交叉耦合极性不会发生变化，但耦合量会增大。当传输线电长度增加到一定程度时，交叉耦合极性和耦合量都会发生变化。本文中的微带交叉耦合滤波器和腔体交叉耦合滤波器的例子很好地说明了这一点。

参考文献：

- [1] 王晓凯,李锋. Chebyshev 过渡型滤波器设计和分析[J]. 信息与电子工程, 2009,7(2):115-118. (WANG Xiaokai,LI Feng. Design and analysis of chebyshev transitional filters[J]. Information and Electronic Engineering, 2009,7(2):115-118.)
- [2] Hong J S,Lancaster M J. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications[M]. New York:Wiley, 2001.
- [3] Hong J S,Lancaster M J. Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters[J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 1996,44(12):2099-2108.
- [4] Liao C K,Chang C Y. A novel five-pole microstrip cascade quadruplet filter[C]// Proc. Asia Pacific Microw. Conf.. Suzhou: [s.n.], 2005:433-436.
- [5] Yang C C,Chang C Y. Microstrip cascade trisection filter[J]. IEEE Microw. Guided Wave Lett., 1999,9(7):271-273.
- [6] Chang C Y,Chen C C. A novel coupling structure suitable for cross-coupled filters with folded quarter-wave resonators[J]. IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., 2003,13(12):517-519.
- [7] Liao C K,Chang C Y. Modified parallel-coupled filter with two independently controllable upper stopband transmission zeros[J]. IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., 2005,15(12):841-843.
- [8] Brian Thomas J. Cross-Coupling in Coaxial Cavity Filters[J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2003,51(4):1368-1376.
- [9] Cohn S B. Parallel-coupled transmission-line-resonator filters[J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 1958,6(2):223-231.
- [10] 张秀华,雷建华. 微波滤波器计算机辅助调试的发展现状及趋势[J]. 信息与电子工程, 2007,5(5):395-399. (ZHANG Xiuhua,LEI Jianhua. Current status and developing tendency for computer-aided tuning of microwave filters[J]. Information and Electronic Engineering, 2007,5(5):395-399.)

作者简介：



徐 巍(1986-), 男, 湖北省孝感市人, 在读硕士研究生, 主要研究领域为射频与微波电路. email: xuwei168666@sina.com.

贾宝富(1952-), 男, 河北省唐山市人, 博士, 教授, 从事微波电子学、微波电路与系统、毫米波功率合成、微波隐身技术和微波CAD技术等方面的研究。

谭成环(1986-), 男, 重庆市人, 在读硕士研究生, 主要研究领域为射频、微波电路与系统。