

引用格式: 陈锡炼, 刘元安, 周润华, 等. 宽带多频射频理论与技术 [J]. 电子科技大学学报, 2026, 55(1): 49-64.

CHEN X L, LIU Y A, ZHOU R H, et al. Broadband multi-frequency radio frequency theory and techniques[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2026, 55(1): 49-64.



宽带多频射频理论与技术

陈锡炼, 刘元安*, 周润华, 于翠屏, 苏 明

(北京邮电大学电子工程学院, 北京 100876)

摘要: 无线移动通信系统的多业务并行趋势导致频率碎片化和射频电路通道数指数级上升, 射频电路多频技术已经成为关键难点。该文报告了课题组在宽带多频带理论与方法方面的研究进展, 以及相应射频器件的发展路线。首先回顾了多频阻抗匹配理论方法, 总结了双频实阻抗、恒定复阻抗以及频变复阻抗这 3 种情形的匹配方法; 在此基础上, 进一步介绍了多频无源器件, 包括滤波器、功分器、耦合器、天线的设计与电路实现, 以及多频有源放大电路设计及其精简线性化方法。目前, 双频电路设计和电路构建覆盖了全部有源无源电路, 频率间隔在 2~3 个倍频程以上, 双频累计带宽已达 1.1 GHz, 三频电路设计和电路构建进展明显, 实现了多种典型三频有源无源电路。最后, 对未来多频带射频技术的发展趋势进行展望。

关键词: 宽带多频; 射频电路; 阻抗匹配; 无源器件; 有源器件

中图分类号: TN60

文献标志码: A

DOI: 10.12178/1001-0548.2025249

Broadband multi-frequency radio frequency theory and techniques

CHEN Xilian, LIU Yuanan*, ZHOU Runhua, YU Cuiping, and SU Ming

(School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunication, Beijing 100876, China)

Abstract: The trend toward parallel multi-service operation in wireless mobile communication systems has led to increasingly fragmented spectrum resources and an exponential rise in the number of RF channels, making multi-band RF circuit techniques a critical challenge. This paper presents the research progress of our group in broadband multi-band theories and methodologies, alongside the developmental roadmap for corresponding RF devices. First, the theoretical framework for multi-band impedance matching is reviewed, summarizing matching techniques for three distinct scenarios: dual-band real impedance, constant complex impedance, and frequency-dependent complex impedance. Building upon this foundation, the design and implementation of multi-band passive components, including filters, power dividers, couplers, and antennas are introduced. Furthermore, the design of multi-band active amplifier circuits and their simplified linearization methods are discussed. Currently, dual-band circuit design and fabrication encompass a comprehensive range of active and passive circuits, featuring frequency separations exceeding two to three octaves and a cumulative dual-band bandwidth of up to 1.1 GHz. Significant progress has also been made in tri-band circuit design and realization, and a variety of representative tri-band active and passive circuits have been implemented. Finally, the paper discusses future development trends in multi-band RF technologies.

Key words: broadband multi-frequency; radio frequency circuit; impedance matching; passive device; active device

随着第六代移动通信万物互联目标的逐步确立, 空天地一体化网络已成为构建全球通信无缝覆盖的核心驱动力^[1]。这一变革使得无线通信系统的应用场景从地面拓展至高空甚至深空, 大幅加剧了通信系统的电磁环境复杂性。当前通信频谱资源已

经在这一进程中表现出高度碎片化的特征^[2-3], 传统的单频射频系统架构已难以应对这种跨频段、跨平台的高效协同需求。为了在有限的物理空间内兼顾多业务并发需求以及传输速率, 具备多频段处理能力与单一频段大带宽特性的多频宽带微波电路成为

收稿日期: 2025-12-17

基金项目: 国家自然科学基金重大项目 (62090015)

作者简介: 陈锡炼, 博士生, 主要从事射频理论与器件、天线与电波传播方面的研究。

*通信作者 E-mail: yuliu@bupt.edu.cn

突破无线通信系统性能瓶颈的关键技术，也是当前微波射频领域的学术前沿与焦点^[4]。

早期的多频设计多依赖于单频结构的物理组合，缺乏系统性的理论指导。而近年来，随着系统集成度与性能要求的持续提升，研究重心已转向基于精确电路解析理论的宽带多频理论与拓扑综合，立足于非谐波相关频段间的复阻抗匹配解析方法，突破滤波器、功率放大器及天线等核心部件在多频宽带条件下的性能极限。

鉴于此，本文系统性综述了近年来以本课题组工作为主的宽带多频射频理论与技术的研究进展，侧重宽频范围多频和多频宽带，单频大带宽情况将另文归纳总结。首先，梳理了多频复阻抗匹配理论与解析方法的演进脉络，确立多频设计的理论基石；其次，聚焦无源器件，深入探讨宽带多频滤波器、功分器及耦合器的新型拓扑与实现机制；接着，针对有源电路，分析宽带多频功率放大电路拓扑设计与线性化方法的关键技术突破；随后，总结多频天线在单元辐射机理及其低耦合阵列设计上的重要进展；最后，对下一代多频高性能射频系统的发展趋势进行展望。

1 宽带多频理论与方法

无论是无源微波电路或是有源微波电路，阻抗匹配始终是实现高性能电路设计中不可或缺的一环。阻抗匹配的优劣直接决定了能量进入设计电路的比例，是影响射频系统能效的决定因素之一。对于常规单频微波器件，匹配方法已经相对简单且成熟，利用集总元件、串联/并联短截线、四分之一波长变换器等皆可实现单一频段的阻抗匹配。然而，对于多频微波器件，由于两个频段之间的独立性与非线性，常规的技术无法同时满足两个频段的匹配，从而成为多频器件实现中的基础难题。本章节将对以本课题组工作为基础的多频匹配理论基本脉络进行梳理。

1.1 双频实阻抗匹配理论

早期多频匹配技术主要围绕实阻抗负载展开。文献 [5] 提出了一种基于双段传输线的双频阻抗变换器，用于在基频及其一次谐波处实现同时匹配 ($f_2 = 2f_1$)。考虑的电路拓扑结构如图 1 所示，可以得到：

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_{L2} + jZ_1 \tan(\beta l_1)}{Z_1 + jZ_{L2} \tan(\beta l_1)} \quad (1)$$

式中，

$$Z_{L2} = Z_2 \frac{Z_L + jZ_2 \tan(\beta l_2)}{Z_2 + jZ_L \tan(\beta l_2)} \quad (2)$$

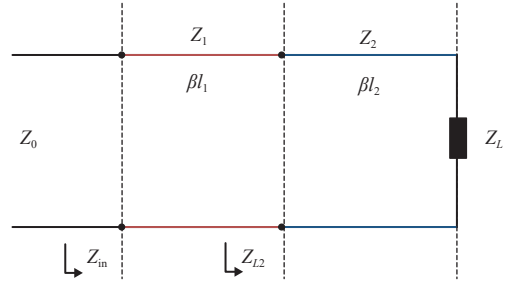


图 1 双传输线双频匹配电路拓扑

假定基频及一次谐波频率处阻抗负载 Z_L 均为实数，则输入阻抗可以写为 $R = KZ_L$ ， K 为任意实数。对于式 (1)，实部与虚部分离为两个独立的等式。同时，基波与一次谐波处相位常数 β 满足 $\beta_2 = 2\beta_1$ ，将二者分别代入等式，共建立 4 个超越方程用于求解 4 个变量 Z_1, Z_2, l_1, l_2 。文献 [5] 利用数值方法推测出近似解：

$$\begin{aligned} Z_1 &= K^{2/3} R_L \\ Z_2 &= K^{1/3} R_L \\ l_1 &= l_2 = \lambda_0/6 \end{aligned} \quad (3)$$

基于上述结果，文献 [6] 进一步推导了该结构的闭式解，并指出两节传输线的特性阻抗参数满足反对称条件：

$$\begin{aligned} Z_1 &= \sqrt{\frac{K}{6}(1-K) + \sqrt{\left(\frac{K}{6}(1-K)\right)^2 + K^3 R_L}} \\ Z_2 &= \frac{K R_L^2}{Z_1} \end{aligned} \quad (4)$$

更进一步地，文献 [7] 还将双频匹配扩展到任意频率比场景。然而，上述工作仅针对负载阻抗是纯实数的情况进行了讨论，实际上大量微波器件的负载阻抗通常为复数，使得该理论的应用范畴大大缩减。基于此，以双频实阻抗匹配理论为基础，课题组进一步提出了复负载阻抗匹配技术，分别利用双段^[8]以及三段传输线^[9]实现了负载阻抗频稳/频变的双频复阻抗匹配难题，为任意微波结构的多频匹配提供直观且有效的工具。

1.2 负载阻抗频稳的双频复阻抗匹配理论

当负载在两个不相关频率上都表现为相同的复阻抗时，可以利用双段传输线实现双频复阻抗匹配，其电路拓扑图仍可以由图 1 表示，其中 Z_0 与 Z_L 都不再是纯实数，而是写为复数形式 $Z_0 = R_0 + jX_0$ ， $Z_L = R_L + jX_L$ 。为了使输入阻抗 Z_{in} 与源阻抗 Z_0 匹配，必须满足^[8]：

$$Z_{in} = Z_0^* = R_0 - jX_0 \quad (5)$$

将式 (1)、式 (2) 以及式 (5) 联立消去 Z_{L2} 项, 可以得到方程:

$$\begin{aligned} Z_2 \frac{R_L + jX_L + jZ_2 \tan(\beta l_2)}{Z_2 + j(R_L + jX_L) \tan(\beta l_2)} = \\ Z_1 \frac{R_0 - jX_0 - jZ_1 \tan(\beta l_1)}{Z_1 - j(R_0 - jX_0) \tan(\beta l_1)} \end{aligned} \quad (6)$$

与实数阻抗负载双频匹配方法类似, 通过分离方程实部与虚部, 并代入 β_1 与 $\beta_2 = m\beta_1$, 产生 4 个独立超越方程以求解 4 个变量 Z_1, Z_2, l_1, l_2 。为了使求解的结果满足紧凑电路的设计准则, 可以设立如下强约束条件:

$$Z_1 > 0, Z_2 > 0, 0 < \beta l_i < \pi/2 \quad (i = 1, 2) \quad (7)$$

以式 (6) 为基础扩展出来的非线性方程组可以用简单优化方法进行求解, 步骤如下。

1) 假定 $X_0 = X_L = 0$, 以求得一个方程组特解作为整个优化循环初值, 其计算过程为:

$$l_{1s} = l_{2s} = \frac{\lambda_1}{2(1+m)} \quad (8)$$

$$Z_{1s} = \sqrt{\frac{R_0(R_L - R_0)}{2 \tan^2\left(\frac{\pi}{1+m}\right)} + \sqrt{\left[\frac{R_0(R_L - R_0)}{2 \tan^2\left(\frac{\pi}{1+m}\right)}\right]^2 + R_0^3 R_L}} \quad (9)$$

$$Z_{2s} = \frac{R_L R_0}{Z_{1s}} \quad (10)$$

2) 利用优化算法如遗传算法、粒子群算法等以及上一步骤计算初值在式 (7) 约束条件下寻找超越方程组数值解。

1.3 负载阻抗频变的双频阻抗匹配理论

在上节讨论的双段阻抗变换电路中, 虽然能够实现双频复阻抗匹配功能, 但仅考虑了负载阻抗随频率不变的情况。然而, 对于低噪放大器、功率放大器、天线等器件, 负载阻抗通常是随频率明显变化的。

因此, 文献 [9] 进一步发展了一种三段传输线阻抗匹配理论, 用于实现具有频变特性的复阻抗双频段匹配。该结构电路拓扑由图 2 表示, 可以简单看作在上节双段阻抗匹配电路的基础上加入了额外一节特性阻抗与电长度分别为 $Z_3, \beta l_3$ 的传输线结构, 用于对负载阻抗进行预处理。

假定在工作频率 f_a 及 $f_b (f_a = mf_b)$ 处, 负载阻抗分别表示为 $R_a + jX_a$ 以及 $R_b + jX_b$ 。经过额外特定设计

的传输线 3, 可以消除阻抗频变特性, 得到 $Z_{L2}|_{f_a} = (Z_{L2}|_{f_b})^*$ 。对于 $Z_{L2}|_{f_a}$ 以及 $Z_{L2}|_{f_b}$, 可以分别表示为:

$$Z_{L2}|_{f_a} = Z_3 \frac{R_a + jX_a + jZ_3 \tan(\beta_a l_3)}{Z_3 + j(R_a + jX_a) \tan(\beta_b l_3)} \quad (11)$$

$$Z_{L2}|_{f_b} = Z_3 \frac{R_b + jX_b + jZ_3 \tan(\beta_a l_3)}{Z_3 + j(R_b + jX_b) \tan(\beta_b l_3)} \quad (12)$$

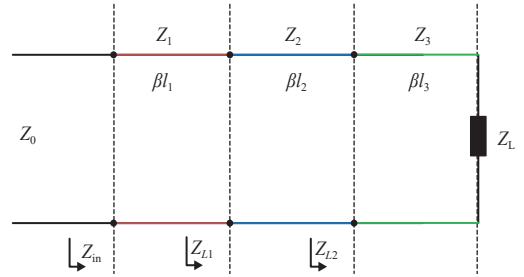


图 2 三段传输线双频匹配电路拓扑

代入双频共轭条件并分离等式的实部与虚部, 可以将方程重写为:

$$\begin{aligned} (\tan(\beta_a l_3) + \tan(\beta_b l_3))(R_b X_a - R_a X_b) + \\ Z_3(R_a - R_b)(1 - \tan(\beta_a l_3) \tan(\beta_b l_3)) = 0 \\ (\tan(\beta_a l_3) + \tan(\beta_b l_3))(Z_3^2 - R_a R_b - X_a X_b) + \\ Z_3(X_a + X_b)(1 - \tan(\beta_a l_3) \tan(\beta_b l_3)) = 0 \end{aligned} \quad (13)$$

将式 (13) 化简, 可以得到:

$$\tan(\beta_a l_3 + \beta_b l_3) = \frac{Z_3(R_a - R_b)}{R_a X_b - X_a R_b} \quad (14)$$

$$\tan(\beta_a l_3 + \beta_b l_3) = \frac{Z_3(X_a + X_b)}{R_a R_b - X_a X_b - Z_3^2} \quad (15)$$

求解上述方程组, 满足双频共轭条件的传输线 3 的特性阻抗以及电长度可以计算为:

$$\begin{aligned} Z_3 = \sqrt{R_a R_b + X_a X_b + \frac{X_a + X_b}{R_b - R_a} (R_a X_b - R_b X_a)} \\ l_3 = \frac{n\pi + \arctan \frac{Z_3(R_a - R_b)}{R_a X_b - R_b X_a}}{(m+1)\beta_a} \end{aligned} \quad (16)$$

式中, n 为任意整数, 然而在实际设计中通常选用使传输线 3 设计最为紧凑的数值。

再考虑前两阶传输线变换电路, 令 $Z_{in} = Z_0$, 可以建立方程:

$$\begin{aligned} Z_0 X_{L2} (Z_1 \tan(\beta_b l_2) + Z_2 \tan(\beta_a l_1)) + Z_1 Z_2 R_{L2} - \\ Z_1 Z_2 Z_0 - \tan(\beta_a l_1) \tan(\beta_b l_2) (R_{L2} Z_1^2 - Z_0 Z_2^2) = 0 \\ Z_0 R_{L2} (Z_1 \tan(\beta_b l_2) + Z_2 \tan(\beta_a l_1)) - Z_1^2 Z_2 \tan(\beta_a l_1) - \\ Z_1 Z_2^2 \tan(\beta_b l_2) - Z_1 Z_2 Z_{L2} + X_{L2} \tan(\beta_a l_1) \tan(\beta_b l_2) = 0 \end{aligned} \quad (17)$$

对于式 (17) 的超越方程同样难以直接求解, 但由于 Z_{L2} 的双频共轭关系, 方程的求解可以用如文献 [7] 中的方法进行简化, 可以写为:

$$\tan(\beta_a l_1) \pm \tan(\beta_b l_1) = 0 \quad (18)$$

$$\tan(\beta_a l_2) \pm \tan(\beta_b l_2) = 0 \quad (19)$$

直接求解式 (18) 和式 (19), 并选择使实际匹配结构最为紧凑的方程解, 得到两段传输线电长度为 $l_1 = l_2 = \pi / (\beta_a + \beta_b)$ 。将传输线长度代入超越方程, 即可求解出对应阻抗 Z_1 以及 Z_2 。

2 宽带多频无源电路

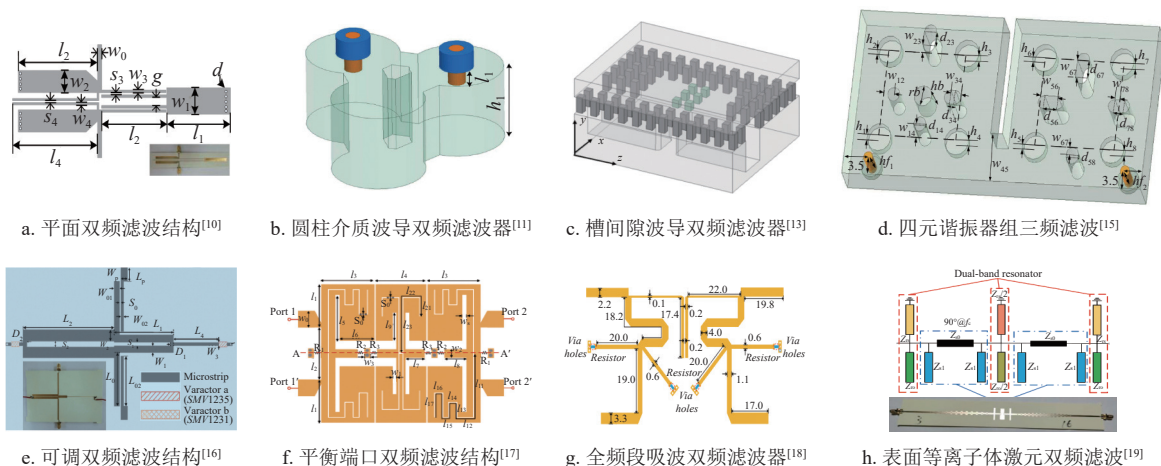
微波无源电路从功能上大致可以归类为: 滤波器、功分器以及耦合器。针对上述 3 类器件, 课题组结合第 1 节的多频匹配理论, 对以上器件的多频实现取得了部分突破, 简要介绍如下。

2.1 宽带多频滤波器

滤波器作为现代无线通信系统的关键组件, 其作用是在单一器件中同时实现某些频段信号选择与抑制, 继而显著提升系统集成度与频谱效率。近年来, 课题组在多频滤波领域提出了多种新型设计与拓扑结构, 如图 3 所示, 以实现更优的频带控制、选择性、带宽可调性与共模抑制能力等。

技术发展的初期, 研究重点聚焦于如何通过新颖的电路结构, 在固定的多频点上实现尽可能优异的滤波性能, 其核心指标包括高选择性、低插损和高隔离度。实现这一目标的物理本质是对滤波器传输函数中极点/零点的精确控制。基于该思想, 课

题组提出了一种三节耦合线合并短路短截线的平面双频滤波器^[10], 如图 3a 所示。采用奇偶模分析, 精确设计耦合线的偶/奇模阻抗与短截线阻抗, 控制滤波器在两个通带内共产生了 8 个传输极点以及 7 个传输零点, 形成平坦低损耗的通带以及陡峭的抑制阻带。测试结果表明, 两个通带的 3 dB 分数带宽分别为 41.1% 与 19.0%, 具有良好的带内匹配与带外抑制性能。波导结构是另一种典型的滤波器实现形式。从原理上, 该方法大多依赖于对多个波导模式的操纵。如图 3b 所示, 文献 [11] 报道了一种基于圆柱形介质波导谐振器的小型化双频滤波器, 通过利用 TM_{010} 和 TM_{011} 两种模式的耦合调控实现双频滤波, 两个通带的频率间隔可通过调整圆柱的半径和高度独立控制, 结构简单且易于加工。另一种方式是通过对准立方体介质谐振腔切角, 实现了介质波导 TM_{111} 和 TE_{111} 的分离并形成两个独立通带^[12]。额外引入非谐振 TE_{101} 模式提供旁路耦合, 从而产生传输零点。文献 [13] 将多模概念引入槽间隙波导中, 在单腔内激发 4 个独立模式 TE_{102}/TE_{103} 以及 TE_{201}/TE_{202} , 形成了双频响应。相比于双频设计, 三频滤波器的实现更具难度。文献 [14] 提出了一种三模介质波导滤波器以实现三频工作。其创新之处主要在于利用了介质内 TM_{010} 、 TM_{020} 以及准 TM 模式形成 3 个独立通带, 并结合独特的盲孔与开槽设计实现了中心频率的独立可调。另一种设计是通过创新性地 在四元谐振器组内引入 4 个通孔与一个盲孔^[15], 控制交叉对角耦合从而产生带内传输零点, 实现了三频响应。



振器与变容二极管的可调滤波器。该设计在四模谐振器中嵌入两个变容二极管, 通过改变其偏置电压, 等效地延长或缩短特定谐振的电长度。具有创新意义的是该设计利用了偶模与奇模谐振对变容管调谐的敏感性不同的物理机制, 实现了仅改变偶模谐振频率, 而奇模谐振基本保持不变的特性, 使得两个通带的带宽可以被独立、连续地调节, 而中心频率不发生显著漂移, 极大地提升了滤波器的场景适应性。实验结果表明, 在 0.84~0.98 GHz 与 1.47~1.64 GHz 两个通带内, 带宽可分别在 100~140 MHz 与 110~190 MHz 范围内连续调节。

在关注多频滤波器频域响应的同时, 融入多种额外电路特性将会使射频系统整体性能得到提升, 如文献 [17] 提出一种基于贴片谐振器与弯曲线槽的平衡双频带通滤波器, 将多频设计从单端端口扩展至平衡端口。该设计利用图 3f 所示结构的对称性, 在差模激励下形成通带, 共模激励下自然形成传输零点。同时, 引入的隔离电阻进一步耗散了共模能量, 从而在极宽的频带内实现了极高的共模抑制比。实测表明该设计在 2.45 GHz 与 5.86 GHz 附近分别实现了 2.9%~19.1% 与 2.0%~13.9% 的可调带宽, 并在通带内实现了高于 44 dB 的共模抑制, 将滤波功能与内在的抗环境噪声干扰能力自然地融为一体, 显著提升系统适应性。另外, 针对传统滤波器带外反射将会导致前级电路不稳定的问题, 文献 [18] 提出了一种全频段吸波的双频带通滤波器。该设计采用了互补双工器架构配合损耗带阻分支, 实现了从 DC 开始的全频段能量吸收, 且吸波性能可独立调控。测试结果验证了其能够在 0.8 GHz/3.04 GHz 实现双频滤波的同时在 DC-4 GHz 全频带内保持 S_{11} 小于 -10 dB 的优异低反射特性。

除了对滤波电路拓扑进行改进, 利用新型物理机制也是实现多频滤波设计性能突破的重要路线。文献 [19] 利用双面表面等离子体激元结构 (SSPP), 设计了一款具有宽阻带抑制特性的双频带通滤波器。该滤波器结构展示于图 3h, 主要由中心的双频滤波部分与两端 SSPP 低通滤波部分构成, 通过调节 SSPP 单元的几何参数 (如蝴蝶结单元尺寸与周期), 能够实现对截止频率的精确控制。这种混合设计巧妙地利用了 SSPP 的带阻特性, 在实现了良好双频滤波响应的同时, 获得了远超传统微带线的超宽带阻带抑制。测试表明, 该设计在 2.36~3.58 GHz 与 6.7~7.7 GHz 两个通带内分别实现了 41% 与 13.9% 的带宽, 并在 9.6~39.7 GHz 范围内

实现低于 -40 dB 的宽阻带抑制, 解决了传统滤波器因高阶谐波而导致的阻带不连续问题。

2.2 宽带多频功分器

微波功分器的核心功能是将输入信号按特定比例分配至多个输出端口。多频功分器设计的核心挑战在于如何在两个/多个非谐波相关的工作频率上同时实现良好的阻抗匹配、端口隔离以及特定的功率分配。针对该难题, 课题组提出了一系列具有代表性的多频功分设计方法, 如图 4 所示。早期的突破性工作集中于替代经典威尔金森功分器中的四分之一波长线。如文献 [20] 提出了一种无需电抗元件的双频不等分功分器。该设计核心思想是利用特定电长度传输线在两目标频率上呈现特定阻抗特性, 从而省去了传统的集总隔离网络, 简化了器件制造过程并提升了高频稳定性, 测试结果表明其在 1 GHz 以及 1.8 GHz 两个频段内都能维持稳定的功率分配比例。类似地, 利用两段式双频阻抗变换器以及 4 个隔离电阻, 文献 [21] 开发了一种具有任意阻抗变换特性的双频反向功分器, 在不使用集总电抗元件的前提下实现了在任意两个频率下源阻抗与负载阻抗的变换。理论分析表明该结构可支持频率比在 0.34~3 的宽范围双频功分实现, 基本电路架构由图 4a 给出。文献 [22] 利用全耦合线结构, 同样实现了支持频率比范围从 1 横跨至 3 的大频比双频威尔金森功分器。同时, 设计上大幅缩短了两条支路间隔, 易于隔离电阻的放置, 显著降低了电路尺寸占用。为进一步拓展频率比范围并提升功率处理能力, 文献 [23] 提出了一种基于双面平行带线与中间接地层的双频反相功率分配器。结构如图 4c 所示, 采用四段双面平行传输线, 中间插入导体层作为公共地, 并结合贯通地孔实现电阻接地, 从而在奇偶模激励下分别实现阻抗变换与谐振匹配。该设计的优异之处在于能够兼容频率比从 2.44~7.31 范围内的大频比设计, 远超传统结构。测试结果表明该器件在 0.5 GHz 与 3.65 GHz 处反射系数与隔离度都低于 -16 dB, 输出相位差接近 180°。以双频双路功分为基础, 课题组进一步将工作扩展到多路任意功分。文献 [24] 讨论了一个用于 N 路、双频、任意功率比平面功分器的通用解析设计方法。利用双频不等分功分器作为单元进行有效扩展与重组, 实现了复杂的功率分配网络。创新地利用双频阻抗变换器和灵活的重组布局, 在纯平面结构中实现了传统上需要三维结构才能完成的多路功分功能, 为复杂馈电网络的设计提供了理论基础。

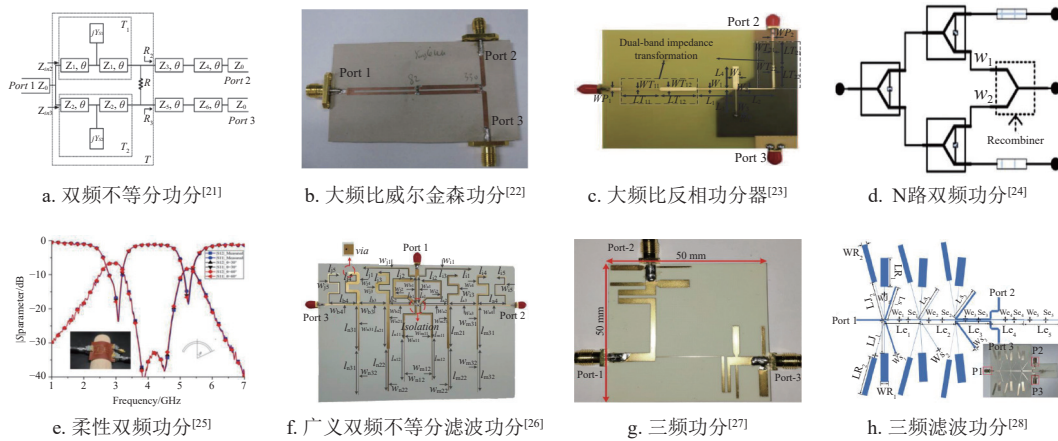


图 4 代表性多频无源功分器拓扑

面向现代电子系统高集成度以及极低干扰的需求, 一个重要的发展趋势是在满足多频功率分配的同时实现频带选择性。文献 [25] 利用信号干扰原理, 通过由两条平行路径组成的横向干扰结构实现了双频带的通带特性, 并提出了首个在柔性聚酰亚胺薄膜上实现的双频滤波功分器设计。测试结果表明, 该设计在 3 GHz 以及 5.2 GHz 两个频点实现预期功率分配的同时, 还在两频率中间形成了宽至 960 MHz 且抑制深度达到 25 dB 的明显阻带。同时, 器件性能在不同的弯曲角度变化极小, 验证了其最佳的物理可弯曲性, 扩展了其现实应用场景。

然而, 上述报道的双频功分器的通带带宽通常是耦合的。为实现更精细的性能控制, 文献 [26] 报道了一种广义双频不等分滤波功分器。通过建立适用任意端接阻抗的低通原型滤波器并引入双频导纳逆变器和双频谐振器, 实现了两个通带带宽可独立控制的双频滤波结构。将其直接引入传统功分电路中取代四分之一波长变换器, 实现了带宽独立调控的双频滤波功分电路。测试结果表明在 1 GHz 与 2 GHz 两个频段分别达到了 170 MHz 与 210 MHz 的通带带宽以及 1.6 : 1 的功率比, 同时具备在 1.15 ~ 1.8 GHz 频段内具有小于 -20 dB 的阻带抑制。

课题组同样对三频功率分配器的电路实现进行了部分探索。文献 [27] 于 2019 年提出了一种具有独立可控功率比的三频功率分配器, 利用耦合线级联传输线实现前两个频率的复数共轭匹配, 并结合开短路短截线实现了第三频率的独立阻抗调节, 最终在 2.0、4.4、5.0 GHz 这 3 个频段实现了独立比例的功率分配。与文献 [26] 类似, 文献 [28] 以经典的 Wilkinson 功率分配器拓扑结构作为基础框架, 利用三频滤波阻抗变换器直接替换传统威尔金森功分器中的四分之一波长阻抗匹配传输线, 保障

功率 3 dB 分配的同时在通带内部插入了两个阻带, 从而实现了三频带滤波特性。实验验证了在 3 个中心频率 2.0/2.5/3.0 GHz 处, 均能实现 200 MHz 的带宽、约 4.1 dB 的低插入损耗, 以及优于 15 dB 的带内隔离度。

2.3 宽带多频耦合器

耦合器是一种将射频传输结构中的电磁能量按一定比例进行提取, 并使其在传播中具有方向性的射频器件。经典射频耦合器的最佳工作状态通常要求耦合区的物理长度等于信号波长的四分之一, 使其多频工作的实现极具挑战。如图 5 所示, 课题组利用多种技术手段突破了多频耦合器的技术挑战, 如在早期多频耦合器设计中, 基于分支线结构并通过在传统四分之一波长线段上引入频率依赖性阻抗变换器实现了双频操作。文献 [29] 提出一种新型不等分的分支线结构以实现可变频比的双频耦合器。该结构如图 5a 所示, 采用 12 段等电长度传输线, 其中 4 段构成核心耦合器, 另外 8 段作为 4 组独立的外部阻抗变换器分别对接 4 个端口, 使其能够适应 4 个任意终端电阻。2016 年, 文献 [30] 采用 3 节耦合线与 4 个端口延伸线的拓扑结合, 同样实现了双频非等分功率分配, 结构如图 5b 所示。然而, 上述设计无法适用于极大频比情况的双频信号耦合。为了解决这种局限性, 文献 [31] 在 2018 年提出一种支持级联的对称阶梯阻抗耦合线结构, 等效替代了耦合器设计中的双频四分之一波长耦合线。通过内部不同线段电长度的组合控制频率比范围, 从而实现超大频比特性。建立的三阶级联耦合电路实测达到了 1 : 5.2 的超大频比以及超过倍频程的低频带宽。针对移动终端等尺寸具有严苛要求的场景, 文献 [32] 采用耦合线、串联传输线、开路短截线结合的新型拓扑结构实现了对四分之一波长

传输线的等效替代, 并结合多层 PCB 进一步压缩尺寸, 最终设计了一款尺寸仅为 $0.025\lambda^2$ 的紧凑型双

频分支耦合器, 并在测试中展现了 2.4 GHz/3.5 GHz 的双频工作能力, 大幅提升系统集成度。

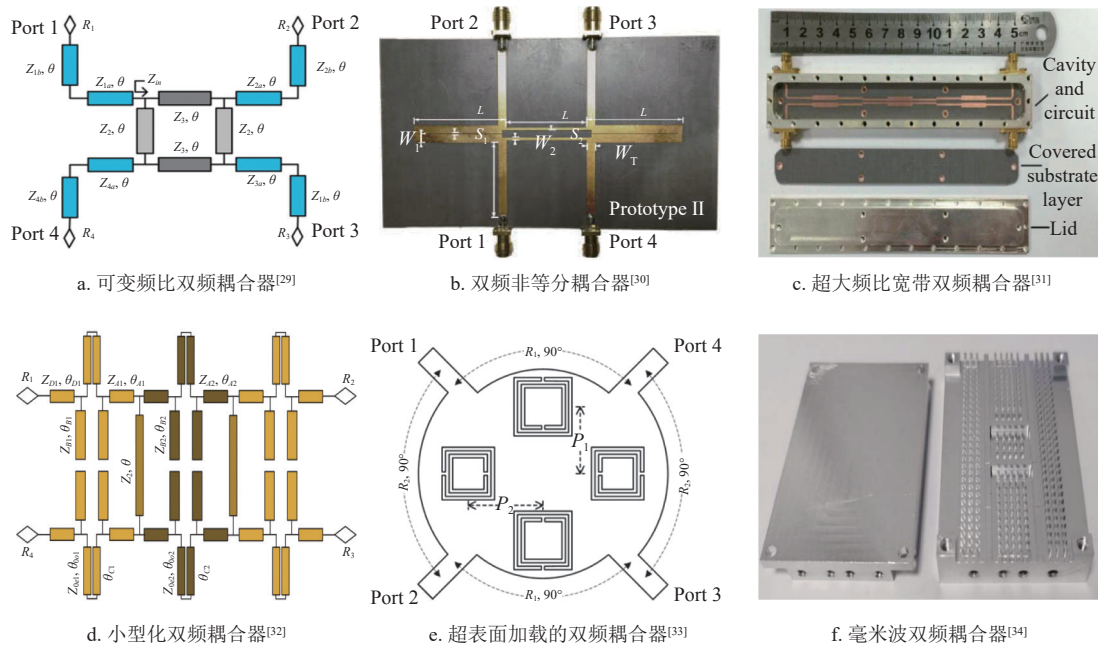


图 5 代表性多频无源耦合器拓扑

上述以 PCB 微带线结构为载体的多频耦合器设计虽然具有卓越的性能, 但由于微带传输线阻抗范围以及工作频率的天然制约, 在某些场景下 (如极端阻抗或是更高频段) 的实现也将受到一定限制。为了突破这种不足。文献 [33] 提出了一种超材料加载的多频耦合器设计方法, 首次将互补开口环谐振器 (complementary split ring resonators, CSRR) 加载于圆形贴片耦合器的 4 个象限, 形成如图 5e 所示的耦合结构, 实现了双频段内任意功率分配。CSRR 作为串联 LC 谐振单元, 在特定频率处引入额外的谐振模式, 从而在不改变主体结构的前提下实现双频操作。通过调节 CSRR 的尺寸与位置, 可独立控制两个频段的功率比与频率比。实验验证了 5 个不同功率分配比的耦合器原型, 最大功率比差可达 10.3 dB, 展现出极高的设计灵活性。另一方面, 文献 [34] 探索了基于脊间隙波导技术的双频非等分耦合器。利用脊间隙波导结构等效实现了 3 节级联耦合线电路拓扑, 成功获得了 33.6 GHz 和 35.3 GHz 的双频 2 dB 稳定耦合, 开拓了毫米波多频耦合器的实现路径。

3 宽带多频功率放大电路

射频功率放大电路 (功放) 是射频前端的重要组成部分, 其主要作用是将微弱射频信号进行放大, 以获得足够的射频功率并馈送到天线进行

辐射。

对于共时多频功率放大电路, 实现的最主要难题是电路在不同频段上的负载阻抗具有巨大差异, 导致其阻抗匹配工作极具挑战。因此, 针对宽带多频功率放大电路研究在前期主要聚焦于高性能的多频复阻抗匹配电路设计, 以满足多频功放对于输出功率、效率、增益等性能的要求。2009 年, 文献 [35] 提出了一种由串联微带线构成的 3 段式阻抗变换结构, 能够实现双频阻抗匹配, 并以此设计了双频 AB 类功放, 可在 3.45 GHz 和 5.8 GHz 两个频点实现良好的匹配效果。2013 年, 文献 [36] 使用等效传输线匹配方法, 实现了任意两个无关频率上的复数阻抗匹配, 并构建了单体双频功放, 其在 0.9 GHz 和 2.14 GHz 两个频带上的带宽分别为 85 MHz 和 100 MHz。2016 年, 文献 [37] 通过双频威尔金森功分器和串联传输线形成了双频匹配网络, 设计了双频 Doherty 功放, 在 6 dB 回退下, 于 2.02 GHz 和 2.63 GHz 两个频点上分别实现 51.1% 和 53.3% 的漏极效率。2018 年, 文献 [38] 利用如图 6 所示的多个并联开路微带线构成高阶带通网络进行阻抗旋转, 获得了平坦的带内增益, 其双频功放在 1.4 GHz 和 2.4 GHz 两个频点的带宽均超过了 150 MHz, 饱和 PAE 均优于 65%。2021 年, 文献 [39] 给出了一种通用的双频阻抗匹配网络基本结构及其设计方法, 首先通过区域 A 的传输线将两频点最佳阻抗

变换至共轭阻抗值,再由区域 B 将其匹配至负载阻抗,通过该方法设计的双频功放在 1.8 GHz 和 2.6 GHz 两个频点的带宽均超过 200 MHz,漏极效率可达 72.3% 和 70.2%。2023 年,文献 [40] 提出了一种双工器双频放大电路。该设计摒弃了传统的射频开关而采用单输入双输出架构,并利用传输线构建频率选择网络,实现非工作频段的开路。同时,电路上还集成了滤波结构,在匹配晶体管最佳阻抗的同时引入传输零点,显著增强了对带外信号及二次谐波的抑制。实验验证了该双频功放能在 2.1/3.5 GHz 实现了高达 62.4%/51.2% 的漏极效率,同时满足两个输出端口间的隔离度优于 22.2 dB 以及带外抑制达到 -59.4/-50.1 dB。

2025 年,文献 [41] 提出了一种全新三频功放设计方法,通过级联两个双频匹配网络和一个导纳抵消网络,可在不影响原本双频网络频点的基础上加入第 3 个工作频点。实验验证了使用该方法设计的三频功放在 1.9 GHz、2.6 GHz 和 3.5 GHz 这 3 个频点漏极效率分别可达 75.1%、71.3% 和 57.7%,

并且在 2.14 GHz 和 3.06 GHz 两个传输零点处可实现最大 36.5 dB 和 37.9 dB 的带外抑制。为了进一步提升频谱利用率,文献 [42] 将放大器架构扩展到如图 7 所示的三路输出。结构上该设计包含 3 个并行的支路的新颖输出匹配网络,每个支路通过由开路短截线和传输线组成的网络对另外两个非工作频率呈现开路。并采用基于阻抗旋转补偿的输入匹配技术,解决了源牵引轨迹与输入阻抗轨迹反向问题,实现了 1.7/2.4/3.5 GHz 这 3 个频段的高效匹配。测量结果展示了其在 3 个频段的峰值效率分别为 58%、51.7% 和 43.8%,且端口间隔离度均在 30 dB 以上。

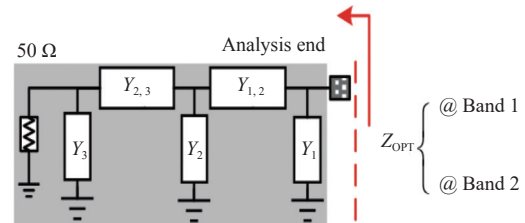


图 6 阻抗旋转带通网络^[38]

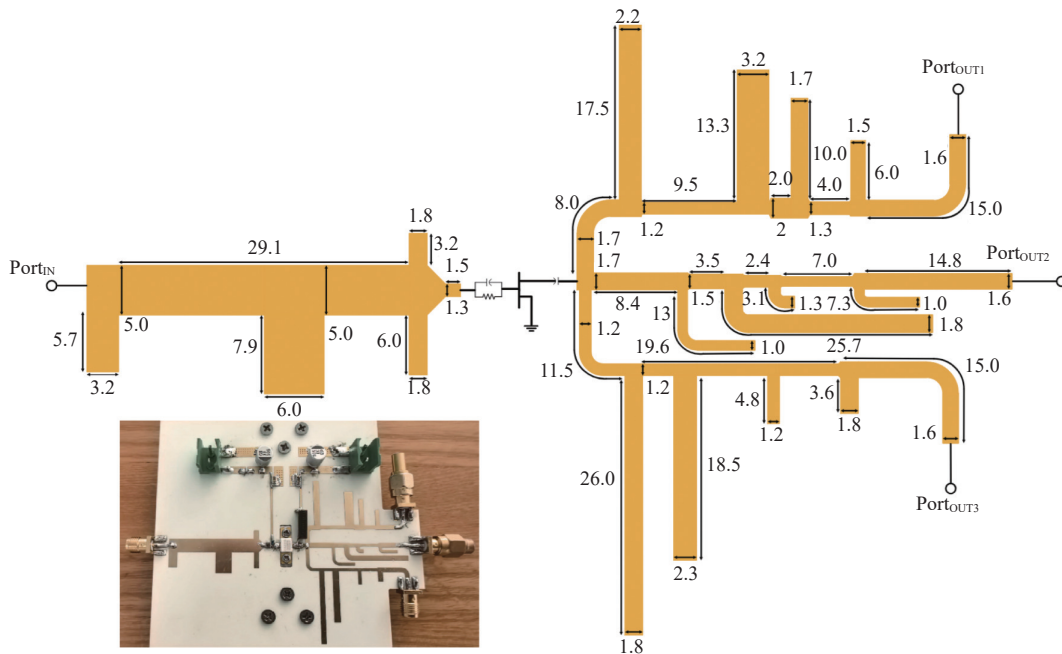


图 7 三路三频功率放大器^[42]

由于在实际多频通信系统中,各频段所需的工作带宽可能不同,因此,近年来针对多频功放的带宽调控技术成为另一研究热点。2021 年,文献 [43] 提出了一种多频段双宽频带阻抗匹配结构和设计方法,利用多频段技术设计级联 L 型传输线单元,可实现双频宽带阻抗匹配,并以此设计了双宽

频带 AB 类功放和 Doherty 功放。其中 AB 类功放在 1.6~1.95 GHz 和 2.35~2.7 GHz 两个频段内实现了 350 MHz 带宽,平均漏极效率分别可达 63.8% 和 69.5%。同时,双宽频带 Doherty 功放在 1.7~2.0 GHz 和 2.35~2.65 GHz 两个频段内实现了 300 MHz 带宽,饱和漏极效率分别优于 65.0%

和 61.3%, 6 dB 回退漏极效率分别优于 51.5% 和 45.8%。同年, 文献 [44] 提出了一种非对称带宽双频功放阻抗匹配网络设计方法, 通过调节第 1 段微带线的特征阻抗, 可独立设计工作频带带宽, 从而实现非对称工作频带的双频功放, 在 2.35 GHz 和 3.5 GHz 两个频点的带宽分别为 100 MHz 和 200 MHz, 峰值漏极效率分别为 74% 和 65%。2024 年, 文献 [45] 通过控制网络参数同时调节两个频带带宽, 实现了非对称带宽双频功放, 并通过控制输出网络的谐波阻抗进一步提升性能, 在 2 GHz 和 3.3 GHz 两个频点分别实现了 400 MHz 和 100 MHz 带宽, 漏极效率分别达到 69.7% 和 73.5%。类似地, 文献 [46] 以控制网络参数的方式实现了高带宽比的非对称双频功放, 工作频率为 2.6 GHz 和 3.45 GHz, 实现带宽分别为 700 MHz 和 200 MHz, 漏极效率分别为 58%~66% 和 61%~73%。

虽然共时多频功放技术一定程度扩展了频谱覆盖能力, 但在每个频段内, 其性能较单频功放均有所下降, 且随着支持频段越多, 设计复杂度将迅速升高。因此, 以可重构为基础理念的多频功放技术也逐渐受到关注。射频可重构技术通常采用 PIN 二极管作为开关元件, 通过切换不同微带线结构实现工作频率可重构。2021 年, 文献 [47] 使用 PIN 二极管构建了 T 型可重构阻抗匹配网络, 并以此设计了用于 5G 应用的宽带可重构双频功放, 为了在两个工作频段均获得宽带特性和较高的效率, 将输入匹配网络和输出基波匹配网络均设计为可重构形式, 通过同时切换输入和输出匹配网络 T 型结构, 在两个频段均实现良好的输入和输出宽带匹配。测试结果表明, 在 $43 \times 45 \text{ mm}^2$ 的紧凑尺寸下, 其工作频率可在 3.4 GHz 和 4.8 GHz 切换, 两频带带宽均为 400 MHz, 漏极效率分别可达 53%~71% 和 48%~56%。

然而这种同时切换输入和输出匹配网络结构的可重构方式需要较大的电路面积和较多的开关器件, 制约了重构能力的进一步拓展。近年来, 一些研究者通过使用高阶匹配网络、多状态可重构结构和阻抗拟合等技术, 在保持良好可重构性能条件下, 有效简化了多频可重构功放电路复杂度。2024 年, 文献 [48] 提出了一种三状态 π 形阻抗变换器, 仅使用 2 个开关元件, 配合对应的等效匹配网络设计即可在 3 个不同频段之间实现切换, 其中开关使用 PIN 二极管实现, 并将其作为输出匹配网络。设

计的三频可重构功放, 其工作频率可在 2.6 GHz、3.4 GHz 和 4.9 GHz 切换, 测试三频段内带宽高达 200 MHz, 漏极效率分别为 60%~79%、54%~65% 和 42%~60%。2025 年, 文献 [49] 通过阻抗拟合算法优化匹配结构, 仅在输出网络中使用 1 个开关元件, 实现了宽带可重构双频功放, 如图 8 所示。其工作频率可在 2.4 GHz 和 3.3 GHz 切换, 两频带带宽达到 400 MHz, 漏极效率分别可达 62.3%~76.2% 和 46.9%~71.2%, 相比于传统可重构设计方法, 该方法在使用更少开关元件的同时, 实现了可重构多频功放更大的工作带宽和漏极效率。

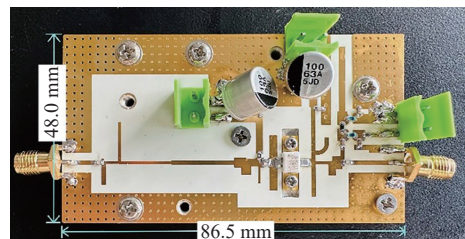


图 8 宽带可重构双频功放^[49]

4 宽带多频线性化理论与方法

为了尽可能提高通信系统的发射功率, 射频功放往往处于接近饱和的工作状态。此时, 功放增益压缩带来的严重非线性效应与记忆效应(输出信号的幅度/相位与当前输入以及历史输入同时具有相关性)将大幅影响功放性能, 必须引入合适的线性化方法对其进行校正。目前, 功放线性化方法主要分为前馈^[50]、反馈^[51]、模拟预失真^[52]和数字预失真^[53], 前馈法线性化性能较好, 但电路复杂度高, 且易受器件误差影响; 反馈法与模拟预失真都具有结构简单的优势, 但线性化能力有限; 数字预失真方法使用数字信号处理技术在基带实现参数估计和预失真器, 从而抵消功放非线性失真, 线性化性能好的同时还具备灵活度高和适应性强等优势, 已成为当下最主要的线性化方法。

4.1 宽带线性化方法

当功放带宽增大时, 记忆深度的增加使得传统预失真模型需要极高复杂度才能实现较好的线性化性能。因此, 为了在合理的系统开销下实现宽带功放的精简线性化, 需要在新型宽带预失真建模方面取得突破。

一方面, 为了在保持良好线性化性能的前提下, 实现低复杂预失真模型, 2008 年, 文献 [54] 提出了基于正交多项式函数 Laguerre 的 Volterra 级

数, 推导了其行为模型数学表达式, 并将其运用到数字预失真中, 相比于普通 Volterra 级数模型, Volterra-Laguerre 行为模型仅需约 1/3 的系数即可实现更优秀的均方误差性能。2014 年, 文献 [55] 提出了一种基于误差变化排序的记忆多项式模型剪枝方法, 通过将各项系数带来的预测误差变化作为量化函数, 排序选择重要系数加入最终的记忆多项式模型, 在不显著影响线性化性能的前提下, 将记忆多项式和二维预失真两种数字预失真模型的系数数量分别减少了 74% 和 78%。2018 年, 文献 [56] 提出了一种只使用反馈回路同相 (I) 分量的间接学习架构 (Indirect Learning Architecture, ILA) 数字预失真方法, 可实现同时使用 I、Q 分量系统相似性能的同时减少一半系统开销, 且当存在 IQ 不平衡时效果更好。当使用双载波 10 MHz WCDMA 信号, 且有 0.6 dB 幅度和 1° 相位 IQ 不平衡时, 其模型线性化性能比传统 ILA 模型在邻信道功率比 (adjacent channel power ratio, ACPR) 上提升了 5 dB, 归一化均方误差 (normalized mean square error, NMSE) 提升了 11 dB。2019 年, 文献 [57] 提出了一种基于改进幅度选择仿射函数的非线性模型, 当输入四载波 20 MHz LTE 信号时, 该模型能够以更低的复杂度实现更好的 ACPR 和归一化最小均方误差性能。2020 年, 文献 [58] 将自适应基函数结合到直接学习数字预失真结构中, 在输入四载波 80 MHz LTE 信号时, 该架构相比于传统直接学习架构, 可减少 87% 系数数量, 同时获得更好的 ACPR 和 NMSE 性能。

另一方面, 低采样率数字预失真方法能够进一步降低线性化系统 ADC 硬件采样率需求与电路复杂度。纵观目前已提出的宽带低采样率数字预失真方案, 混叠和带限架构最为常用。然而, 混叠方案受限于现场可编程门阵列 (FPGA) 硬件, 实现困难, 而带限架构相对更加经济实用, 它采用一个模拟带通滤波器来限制功率放大器输出信号的带宽, 以低速率 ADC 便可以完整地采集滤波后的信号。2022 年, 文献 [59] 提出了如图 9 所示的记忆分组预失真模型, 专为受限采集带宽与极低采样率场景设计。该模型突破传统系数约束抗过拟合的思路, 通过构建记忆延迟基函数分组的结构先验, 从根源上解决窄带滤波导致的基函数共线性问题。其核心机制是将 MP、Generalized-MP (GMP) 等带记忆多项式模型中不同记忆延迟的基函数按预设数量分

组, 避免不同延迟项同时进入系数求解矩阵, 搭配两步迭代最小二乘算法快速稳定收敛。记忆分组算法的结构优势在于无需额外硬件, 可直接适配现有带限记忆多项式模型, 分组参数灵活且支持非整除记忆深度场景, 剩余基函数可独立分组处理。相比传统抗过拟合技术, 该模型无需约束系数大小或引入复杂网络, 在滤波器带宽远窄于输入信号时仍能稳定工作。测试表明, 该方法可使用 30 MHz 的采样带宽对带宽 100 MHz 信号进行线性化, 降低了采样率达十倍以上, 突破了传统带限预失真方法采样带宽难以低于信号带宽这一瓶颈, 大幅降低高速 ADC 的部署成本。2023 年, 文献 [60] 利用对抗建模正则化技术提升了功放线性化模型的健壮性, 通过将已有功放模型参数放入对抗模型进行拟合效果评估和限制, 减弱了模型过拟合问题, 在带限、混叠、小样本和分段 4 种场景下, 极大提升了线性化性能。

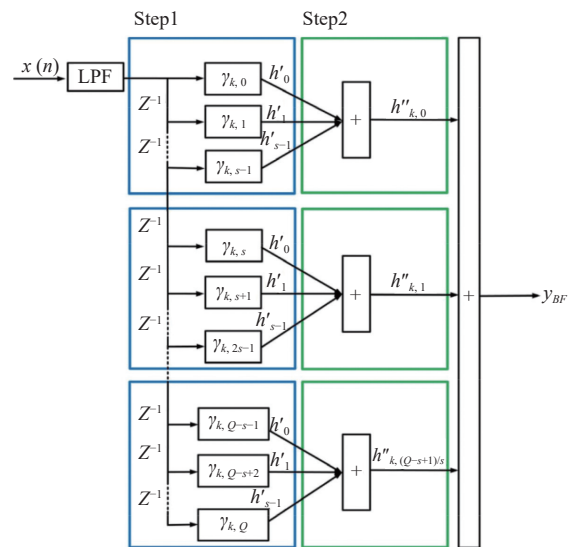


图 9 记忆分组模型架构^[59]

4.2 多状态线性化方法

由于现代无线通信网络中功放的工作环境和内部机制异常复杂且动态变化, 传统的单状态线性化模型已经无法应对这种复杂场景, 因而基于神经网络模型的多状态线性化方法应运而生, 赋予数字预失真器根据功放的状态自适应调整系数或结构进行动态线性化的能力。文献 [61] 提出了功率可扩展神经网络 (PSNN) 宽带预失真模型, 适配新一代无线通信中带宽快速增长、功放输入功率灵活配置且快速变化的宽带数字预失真场景。由于不同状态下的功率放大器非线性特性具有一定的相似

口，构造近似环形电流，在 2.4 GHz 获得近全向辐射。该设计将不同空间分布的辐射模态对应到不同频段：高频工作于集中在内部的贴片模式，低频工作于围绕边缘的类环电流模式，从而在不显著增加横向尺寸的前提下实现了频率与辐射特性双维度复用。类似地，文献 [68] 提出了一种差分双频贴片，其主体结构由图 11b 所示，通过在主辐射贴片上蚀刻两条 U 形缝隙，可以使得贴片整体尺寸决定低频共振，而 U 形缝隙的电长度控制高频共振。通过两块 I 字形金属结构差分耦合馈电，形成了等效宽带耦合网络，显著拓展了天线两个频段的

阻抗带宽。在文献 [69] 中，进一步将方向图分集能力推广到两个独立的频段上。通过端口/模态的重构，在同一辐射体上同时实现了具备两种方向图特性的双频天线。如图 11c 所示，其结构主要采用主矩形贴片叠加垂直直电网格的紧凑三维构型。主辐射贴片负责 2.4~2.8 GHz 和 5.9~6.9 GHz 两个频带的辐射，馈电网络一侧为带 T 形探针的共面波导，另一侧为折叠微带线，两者分别激励偶/奇模及高阶模。通过切换馈电端口，能够分别实现双频边射辐射以及双频端射辐射，在保持紧凑结构的同时显著提升了系统频带适应性与方向图适应性。

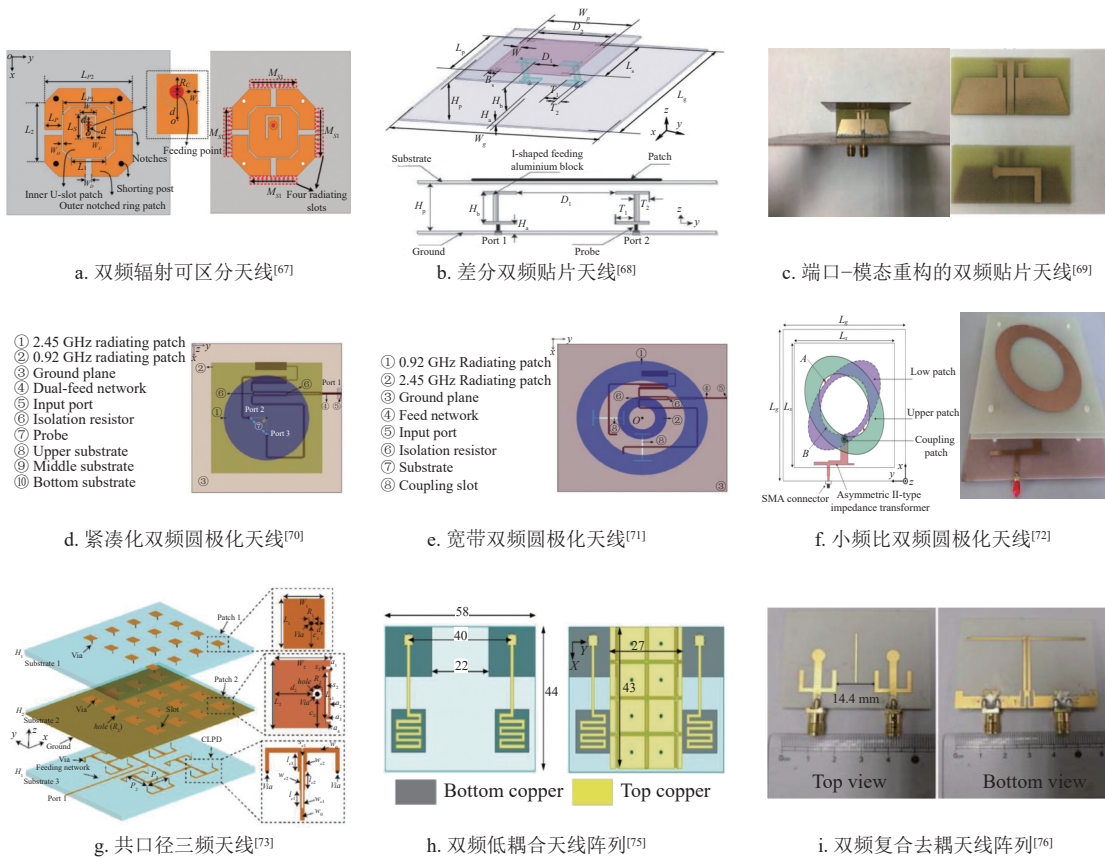


图 11 代表性多频天线设计

在 RFID 与卫星通信中，多频天线还需要同时满足圆极化特性这一关键指标。其实现的主要难点在于：既要在两个频段满足正交极化电波 90°相位差和幅度平衡，又要兼顾频率比、方向性和尺寸。针对上述难题，文献 [70] 提出一种紧凑双频圆极化微带天线。辐射结构采用圆形贴片与方形贴片叠层，分别产生两个基模谐振。同时，利用双馈网络在宽频范围内提供近似正交信号，实现了两个频段同向圆极化。在保持小型化的同时实现了 <-10 dB 的回波损耗和 <3 dB 轴比的双频覆盖。随后研制的

双频圆极化单向贴片天线 [71]，将宽带双馈网络与两层环形贴片结合，引入非对称 H 形缝隙，实现了更宽的阻抗和轴比带宽（高频轴比带宽可达 21.5%），且维持单向稳定辐射图。然而，这两种双频设计实现频率比约为 2.66，适合 UHF+ISM 场景，但迁移到更接近的双频，如多标准 UHF 内部子频段时，模态与馈电耦合不易独立调控。因此，文献 [72] 提出一种针对小频比的单馈双频双向圆极化叠层贴片天线，上下两片椭圆环贴片正交布置，通过改变长轴方向实现两个频段相反旋向的圆

极化, 利用探针耦合中间补偿贴片, 并配合改进型 Π 型双频复数阻抗变换网络, 实现双频同时匹配, 最终实现频率比仅为 1.10 的双频辐射。

文献 [73] 基于共口径方法实现了一种平面三频段共享口径阵列, 天线阵元如图 11g 所示, 由两层辐射贴片与一条缝隙组成, 通过金属通孔从馈电网络层将能量耦合至叠层贴片, 3 种谐振结构在 13.5 GHz、18 GHz 和 24 GHz 形成三频工作, 同时在阵列尺度上实现高度相似的波束形状。为了解决卫星通信中 Ku/Ka 波段收发通道一体化难题, 文献 [74] 提出了一种双频多极化共口径天线阵列。设计上采用四脊波导作为腔体激励低频双线极化与高频双圆极化, 同时引入寄生十字单元作为次级辐射器弥补高频阵元间距过大而引起的高旁瓣问题。实测阵列展现出了 14.4~17.5 GHz (19.4%) 的双线极化带宽以及 32.5~35 GHz (7.4%) 的双圆极化带宽。

多天线阵列是 5G 通信系统中最重要的技术之一。然而, 实现多天线阵列的多频工作相比于传统单天线也受到更多限制, 主要体现在多频工作会叠加新的互耦路径, 使得在有限空间内实现高隔离成为关键挑战。针对多频 MIMO 天线难题, 文献 [75] 针对双频弯折线多天线阵列, 利用分裂电磁带隙 (electromagnetic band gap, EBG) 结构实现双频解耦, 其结构如图 11h 所示。辐射单元为与寄生矩形贴片耦合的弯折线天线, 在 3.48 GHz 和 4.88 GHz 形成双频工作, 其间插入一系列共面电磁带隙结构 EBG 单元提供高隔离。EBG 由周期性金属片通过细微弯折桥连接, 通过在特定连接处断开, 分别在两个频段形成不同的表面波带隙。测试结果表明, 去耦合之后的天线阵列在两个工作频点隔离度小于 -30 dB, 同时能够保持优异的辐射性能。略有不足的是, EBG 的引入使得天线阵单元之间的间距受到一定限制。因此, 文献 [76] 进一步提出了一种基于复合去耦技术的紧凑型多天线阵列设计。辐射结构由圆形贴片与 L 形分支线组成, 分别独立地控制低频、高频谐振。通过蚀刻缺陷地结构切断电流传导路径, 并结合地平面分支线抵消互耦电流实现了较低频段隔离。另外, 在天线间引入 T 形寄生结构, 实现了高频的耦合对消。测试结果表明, 该天线阵能同时在 3.41~3.60 GHz 以及 4.76~5.04 GHz 频段实现 $S_{11} & S_{22} < -10$ dB 以及 $S_{21} & S_{12} < -26$ dB 的高性能工作。

6 结束语

本文系统性梳理了宽带多频射频电路理论与技术的核心发展脉络。在基础理论层面, 针对多频微波器件中最为核心的阻抗失配难题, 回顾了从早期双频实阻抗匹配到复阻抗匹配的解析理论演进, 为任意频率比和复杂负载条件下的双频电路设计提供了精确的数学工具。在器件实现层面, 总结了滤波器、功分器、耦合器、放大器, 以及天线等射频器件以及功放线性化方法的多频技术。

纵观宽带多频技术的发展历程, 可以发现尽管在多频阻抗匹配、带宽扩展及系统集成方面已取得一定成果, 但面对未来 6G 系统万物互联的复杂电磁环境需求仍然难以支撑。同时, 容易看出当下研究趋势已逐步从单器件多频设计向系统级多频协同实现演进, 同时, 通过引入新材料、新物理机制以实现新的性能突破。基于此, 我们预期未来宽带多频射频技术能在以下几个核心维度上寻求突破。

1) 基础理论与新型电磁结构的持续革新。现有的多频理论大多基于传输线模型, 随着频率向毫米波与太赫兹扩展, 集总参数模型失效且金属损耗剧增, 急需新的设计思想与分析工具以实现更高频的多频电路设计。另一方面, 广义匹配理论仍需完善, 针对非线性有源器件 (如功放) 的宽带多频匹配, 需进一步发展能同时处理基波与高次谐波阻抗的广义匹配理论, 以支撑跨多个倍频程的高效多频电路设计。

2) 可重构多频技术的突破。虽然共时多频技术一定程度上解决了多制式并存的问题, 但随着未来频谱资源的碎片化持续化加剧, 单纯增加工作频段数量将导致电路复杂度迅速上升。因此, 频率与带宽的捷变重构技术是打破频点数量边界的必然选择。未来的研究将继续向连续可调与智能化方向发展, 如利用变容二极管、液晶或新型器件/材料的连续调谐特性, 结合实时频谱感知算法, 构建智能射频前端。

3) 新型电磁材料与电路设计的有机结合。传统 PCB 传输线技术在损耗控制与模式调控上已基本达到瓶颈, 新型电磁材料的引入将为宽带多频设计带来新的可能。首先, 人工电磁材料的应用将进一步深化, 从物理本质的层面改变电磁波传播特性, 从而实现新型多频射频电路的性能突破。其次, 相变材料如二氧化钒等物质的应用前景广阔, 利用其快速切换特性, 可实现高性能开关, 为毫米

波甚至太赫兹频段的宽带多频可重构射频电路提供新的硬件支撑。

4) 射频电路系统化集成。当前的射频前端设计仍多采用模块级联方式,但在多频段场景下,级联带来的插损与尺寸冗余日益显著。未来发展将进一步打破无源与有源电路与天线的物理边界,推动多功能融合器件的发展。一方面,发展无源器件间融合,如将频率选择特性嵌入功分网络或辐射体中,显著降低桥接带来的系统损耗。另一方面,推进有源与无源的一体设计,将传统的阻抗匹配理论进一步与功放晶体管特性结合,直接利用天线或滤波器的复阻抗作为功放负载,构建无匹配网络的射频子系统,实现带宽与效率的系统级最优。

参考文献

- [1] XIAO Y, YE Z Q, WU M M, et al. Space-air-ground integrated wireless networks for 6G: Basics, key technologies, and future trends[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2024, 42(12): 3327-3354.
- [2] CHEN S Z, LIANG Y C, SUN S H, et al. Vision, requirements, and technology trend of 6G: How to tackle the challenges of system coverage, capacity, user data-rate and movement speed[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2020, 27(2): 218-228.
- [3] ABOAGYE S, AMIN SAEIDI M, TABASSUM H, et al. Multi-band wireless communication networks: Fundamentals, challenges, and resource allocation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, 72(7): 4333-4383.
- [4] HASHEMI H, HAJIMIRI A. Concurrent multiband low-noise amplifiers-theory, design, and applications[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2002, 50(1): 288-301.
- [5] CHOW Y L, WAN K L. A transformer of one-third wavelength in two sections-for a frequency and its first harmonic[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2002, 12(1): 22-23.
- [6] MONZON C. Analytical derivation of a two-section impedance transformer for a frequency and its first harmonic[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2002, 12(10): 381-382.
- [7] MONZON C. A small dual-frequency transformer in two sections[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2003, 51(4): 1157-1161.
- [8] WU Y L, LIU Y A, LI S L. A dual-frequency transformer for complex impedances with two unequal sections[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2009, 19(2): 77-79.
- [9] LIU X, LIU Y A, LI S L, et al. A three-section dual-band transformer for frequency-dependent complex load impedance[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2009, 19(10): 611-613.
- [10] WU Y L, CUI L W, ZHUANG Z, et al. A simple planar dual-band bandpass filter with multiple transmission poles and zeros[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2018, 65(1): 56-60.
- [11] XU Z Y, WU Y L, DONG Q X, et al. Miniaturized dual-band filter using dual-mode dielectric waveguide resonator[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2022, 32(12): 1411-1414.
- [12] WANG Z, WU Y L, XU Z Y, et al. Flexible dual-band dielectric waveguide filter based on degenerate modes[J]. *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, 2024, 34(7): 887-890.
- [13] WU L B, WU Y L, YAO Y, et al. Dual-band bandpass filter with controllable transmission zeros using multimode GGW cavity[J]. *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, 2024, 34(7): 891-894.
- [14] WANG Z, WU Y L, XU Z Y, et al. Adjustable triple-band triple-mode dielectric waveguide filter with multiple transmission zeros[J]. *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, 2024, 34(6): 619-622.
- [15] WANG L X, WU Y L, XU Z Y, et al. Novel quadruplets for multiband dielectric waveguide filters[EB/OL]. [2025-11-01]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/11218985>.
- [16] WU Y L, NAN L X, JIAO L X, et al. Dual-band coupled-line bandpass filter with independently tunable bandwidths[J]. *China Communications*, 2016, 13(9): 60-64.
- [17] DONG G Y, WANG W M, WU Y L, et al. Dual-band balanced bandpass filter using slotlines loaded patch resonators with independently controllable bandwidths[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2020, 30(7): 653-656.
- [18] ZHANG Y F, WU Y L, YU H T, et al. All-frequency absorptive CL dual-band BPF with complementary lossy bandstop branches[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2021, 68(12): 3532-3536.
- [19] WEI Y W, WU Y L, WANG W M, et al. Double-sided spoof surface plasmon polaritons-line bandpass filter with excellent dual-band filtering and wide upper band suppressions[J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2020, 48(12): 4134-4143.
- [20] WU Y L, LIU Y A, ZHANG Y X, et al. A dual band unequal Wilkinson power divider without reactive components[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2009, 57(1): 216-222.
- [21] LIAO M B, WU Y L, LIU Y A, et al. Impedance-transforming dual-band out-of-phase power divider[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2014, 24(8): 524-526.
- [22] WU Y L, LIU Y A, XUE Q. An analytical approach for a novel coupled-line dual-band Wilkinson power divider[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2011, 59(2): 286-294.
- [23] ZHANG W W, NING Z X, WU Y L, et al. Dual-band out-of-phase power divider with impedance transformation and wide frequency ratio[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2015, 25(12): 787-789.
- [24] WU Y L, LIU Y A, XUE Q, et al. Analytical design method of multiway dual-band planar power dividers with arbitrary power division[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2010, 58(12): 3832-3841.
- [25] LI F F, YU C P, LIU Y A. Design of flexible dual-band

- filtering power divider with significant out-of-band suppression performance[C]//Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications. New York: IEEE, 2022: 1-3.
- [26] WU Y L, ZHUANG Z, YAN G Y, et al. Generalized dual-band unequal filtering power divider with independently controllable bandwidth[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2017, 65(10): 3838-3848.
- [27] YANG Y H, HU N, XIE W Q, et al. A compact tri-band impedance-transforming power divider with independent controllable power division ratios and enhanced bandwidths[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 25185-25194.
- [28] XIAO Y H, WU Y L, CHEN W J, et al. A new synthesis for tri-band filtering power dividers applying equal-ripple level[C]//Proceedings of the International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. New York: IEEE, 2023: 1-3.
- [29] WU Y L, ZHENG S Y, LEUNG S W, et al. An analytical design method for a novel dual-band unequal coupler with four arbitrary terminated resistances[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(10): 5509-5516.
- [30] JIAO L X, WU Y L, LIU Y A. Novel dual-band coupled-line quadrature couplers with unequal power division[J]. *Electromagnetics*, 2016, 36(4): 249-261.
- [31] LIU Y, JIANG S, ZHU S, et al. Large frequency-ratio dual-band and broad dual-band parallel-line couplers[J]. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 2018, 8(1): 121-131.
- [32] MA L, WU Y L, ZHU K Q, et al. Multilayer compact dual-band branch-line coupler using coupled line and open-ended stub for mobile phone application: (Invited Paper)[C]//Proceedings of the International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China. Beijing: IEEE, 2018: 1-2.
- [33] ZHENG S Y, WU Y L, LI Y X, et al. Dual-band hybrid coupler with arbitrary power division ratios over the two bands[J]. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 2014, 4(8): 1347-1358.
- [34] HUANG H Y, WU Y L, WANG W M, et al. Analysis of the propagation constant of a ridge gap waveguide and its application of dual-band unequal couplers[J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2020, 48(12): 4163-4170.
- [35] LIU X, LIU Y A, LI S L, et al. Design of dual-band amplifier using three-section dual-frequency matching structure[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Communications Technology and Applications. New York: IEEE, 2009: 775-779.
- [36] 刘元安, 郑先锋. 单体双频功率放大器[C]//2013年全国微波毫米波会议. 重庆: [s.n.], 2013: 96-99.
- LIU Y A, ZHENG X F. Dual-band power amplifier with single device[C]//2013 China Microwave and Millimeter Wave Conference. Chongqing: [s.n.], 2013: 96-99.
- [37] FAN M S, YU C P, YU Q J, et al. Design of a dual-band Doherty power amplifier utilizing improved combiner [C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Computational Electromagnetics. New York: IEEE, 2016: 313-315.
- [38] MENG X Y, YU C P, WU Y L, et al. Design of dual-band high-efficiency power amplifiers based on compact broadband matching networks[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2018, 28(2): 162-164.
- [39] GUI X, YU C P, LI S L, et al. Design of dual-band power amplifier based on band-stop input matching structure [C]//Proceedings of the IEEE Asia-Pacific Microwave Conference. New York: IEEE, 2021: 488-490.
- [40] LI S B, WU Y L, XU Z Y, et al. A diplexer-like dual-band filtering power amplifier with selectable frequency output[J]. *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, 2023, 33(12): 1626-1629.
- [41] LI H, YU C P, WU J Z, et al. A novel design technique for high-efficiency tri-band power amplifiers with enhanced out-of-band suppression[J]. *Microelectronics Journal*, 2025, 164: 106797.
- [42] YAO Z J, WU Y L, CHEN X P, et al. A novel tri-band power amplifier with three frequency-selective output ports[J]. *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, 2025, 35(11): 1772-1775.
- [43] YU C P, MA X C, MENG X Y, et al. Dual-broadband impedance converter based on multiedge frequency matching technique[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2021, 31(11): 1203-1206.
- [44] 郭宇, 于翠屏, 刘元安, 等. 一种非对称带宽的双频功率放大器[C]//第27届全国电磁兼容学术会议. 贵阳: [s.n.], 2021: 235-238.
- GUO Y, YU C P, LIU Y A, et al. A dual-band power amplifier with asymmetric bandwidth[C]//The 27th China Conference on Electromagnetic Compatibility. Guiyang: [s.n.], 2021: 235-238.
- [45] WU J Z, YU C P, LIU Y A. A dual-band power amplifier with simultaneously controllable bandwidth[C]//Proceedings of the IEEE MTT-S International Wireless Symposium. New York: IEEE, 2024: 1-3.
- [46] GUO Y, YU C P, LIU Y A, et al. A dual-band power amplifier with controllable bandwidth ratio[J]. *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, 2024, 34(2): 215-217.
- [47] ZOU X C, YU C P, LI S L, et al. A compact wideband reconfigurable power amplifier using PIN diodes [C]//Proceedings of the IEEE Asia-Pacific Microwave Conference. New York: IEEE, 2021: 404-406.
- [48] 刘梦轩, 黎淑兰, 于翠屏, 等. 基于三状态 π 形网络的三频可重构功放[C]//第30届全国电磁兼容学术会议. 贵阳: [s.n.], 2024: 80-83.
- LIU M X, LI S L, YU C P, et al. Tri-band reconfigurable power amplifier based on three-state pi-shaped network[C]//The 27th China Conference on Electromagnetic Compatibility. Guiyang: [s.n.], 2024: 80-83.
- [49] 林韬, 于翠屏, 刘元安. 基于阻抗拟合的频率可重构功率放大器设计[J]. *太赫兹科学与电子信息学报*, 2025, 23(7): 742-747.
- LIN T, YU C P, LIU Y A. Design of reconfigurable power amplifier based on impedance fitting[J]. *Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology*, 2025, 23(7): 742-747.
- [50] KATZ A, WOOD J, CHOKOLA D. The evolution of PA linearization: From classic feedforward and feedback

- through analog and digital predistortion[J]. *IEEE Microwave Magazine*, 2016, 17(2): 32-40.
- [51] KANG S, SUNG E T, HONG S. Dynamic feedback linearizer of RF CMOS power amplifier[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2018, 28(10): 915-917.
- [52] NATHALIE D, MANUEL P, ANTHONY G. Fully integrated reflector-based analog predistortion for ku-band power amplifiers linearization[C]//Proceedings of the ESSCIRC 2021 - IEEE 47th European Solid State Circuits Conference. New York: IEEE, 2021: 363-368.
- [53] DING L, ZHOU G T, MORGAN D R, et al. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2004, 52(1): 159-165.
- [54] 南敬昌, 刘元安, 李新春, 等. 记忆效应非线性功放扩展 Volterra 模型分析与构建[J]. *电子与信息学报*, 2008, 30(8): 2021-2024.
- NAN J C, LIU Y A, LI X C, et al. Analysis and construction of extended Volterra model of memory effect nonlinear power amplifier[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(8): 2021-2024.
- [55] CHEN W H, ZHANG S L, LIU Y J, et al. Efficient pruning technique of memory polynomial models suitable for PA behavioral modeling and digital predistortion[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2014, 62(10): 2290-2299.
- [56] YU C P, TANG Q, LIU Y A. A novel indirect learning digital predistortion architecture only with in-phase component[C]//Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference. New York: IEEE, 2018: 995-997.
- [57] HU J D, YU C P, LIU Y A. Modified magnitude-selective affine function-based digital predistorter for power amplifiers[C]//Proceedings of the IEEE 6th International Symposium on Electromagnetic Compatibility. New York: IEEE, 2019: 1-3.
- [58] YU C P, TANG K, LIU Y A. Adaptive basis direct learning method for predistortion of RF power amplifier[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2020, 30(1): 98-101.
- [59] TANG K, YU C P, LI S L, et al. A low sampling rate memory-grouped method for digital predistortion with constrained acquisition bandwidth[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2022, 70(1): 476-489.
- [60] TANG K, YU C P, LIU Y A. Adversarial modeling regularization for modeling and linearization of power amplifiers[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2023, 71(9): 3734-3746.
- [61] LI S L, ZHAO G B, YU C P, et al. Power scalable neural network model for wideband digital predistortion[J]. *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, 2023, 33(12): 1658-1661.
- [62] TANG K, YU C P, LIU Y A. Cascaded neural network module for digital predistortion under various operating conditions[J]. *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, 2024, 34(1): 96-98.
- [63] WANG Z H, CHEN W H, SU G Z, et al. Low computational complexity digital predistortion based on direct learning with covariance matrix[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2017, 65(11): 4274-4284.
- [64] YU C P, FAN C C, MENG X Y, et al. A square-root-based memory polynomial model for concurrent dual-band digital predistortion[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2019, 29(2): 152-154.
- [65] YU C P, ZHANG Z Y. Non-overlapping conditions to enable multi-dimensional behavioral models/dpds for multi-band or non-continuous carrier aggregation systems[J]. *China Communications*, 2017, 14(2): 30-39.
- [66] GAO Y, YU C P, LI S L, et al. A dual-band sample selection method for 2-dimension digital predistortion [C]//Proceedings of the IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM). New York: IEEE, 2023: 213-215.
- [67] YANG X J, JI Y, GE L, et al. A dual-band radiation-differentiated patch antenna for future wireless scenes[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2020, 19(6): 1007-1011.
- [68] WU Y L, LIAO M B, SU M, et al. A novel differential dual-frequency patch antenna with bandwidth enhancement[J]. *Electromagnetics*, 2015, 35(1): 40-48.
- [69] LIU X Y, WU Y L, ZHUANG Z, et al. A dual-band patch antenna for pattern diversity application[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 51986-51993.
- [70] LIU Q, SHEN J Y, YIN J G, et al. Compact 0.92/2.45-GHz dual-band directional circularly polarized microstrip antenna for handheld RFID reader applications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015, 63(9): 3849-3856.
- [71] LIU Q, SHEN J Y, LIU H L, et al. Dual-band circularly-polarized unidirectional patch antenna for RFID reader applications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, 62(12): 6428-6434.
- [72] WANG Z B, SHE R R, HAN J J, et al. Dual-band dual-sense circularly polarized stacked patch antenna with a small frequency ratio for UHF RFID reader applications[J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 15260-15270.
- [73] LI M X, WU Y L, QU M J, et al. Triband planar shared-aperture antenna array with similar-shaped radiation patterns[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2018, 60(9): 2284-2288.
- [74] RAN J Q, WU Y L, JIN C, et al. Dual-band multipolarized aperture-shared antenna array for Ku-/ka-band satellite communication[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2023, 71(5): 3882-3893.
- [75] TAN X H, WANG W M, WU Y L, et al. Enhancing isolation in dual-band meander-line multiple antenna by employing split EBG structure[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, 67(4): 2769-2774.
- [76] WANG W, WU Y L, WANG W M, et al. Isolation enhancement in dual-band monopole antenna for 5G applications[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2021, 68(6): 1867-1871.