

用于空间功率合成的新型 2×2 渐变鳍线阵分析与设计

刘亚威^{*①②} 苏小保^①

^①(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

^②(中国科学院大学 北京 100049)

摘要: 渐变鳍线阵在空间功率合成放大器中具有重要的应用价值。该文简化渐变鳍线阵的模型, 将渐变鳍线阵设计等效为 TE 模式波阻抗的渐变阻抗变换, 采用谱域导纳法计算渐变鳍线阵的传播常数, 依据小反射理论, 提出一种新型基于 Hecken 形式的紧凑、宽带渐变鳍线阵。利用高频仿真软件 HFSS 进行优化仿真设计, 通过引入槽线微带过渡电路, 实际加工了 X 波段 2×2 鳍线阵, 背靠背测试结果表明: 在 X 波段(8~12 GHz)内, 反射系数小于 -12 dB, 插入损耗小于 1 dB, 实测结果与理论计算吻合。该文系统地给出渐变鳍线阵设计优化的理论计算和仿真方法, 对基于波导内空间功率合成模块设计具有指导意义, 具有良好的工程应用前景。

关键词: 渐变鳍线阵; 波导内空间功率合成; Hecken 曲线; 谱域导纳法

中图分类号: TN830.6

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)05-1255-05

DOI: 10.11999/JEIT140930

Analysis and Design of a New 2×2 Tapered Finline Array for Spatial Power Combining

Liu Ya-wei^{①②} Su Xiao-bao^①

^①(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Tapered finline array plays an important role in waveguide-based spatial power combiner. This paper presents a simplified model of tapered finline array by taking it as a tapered TE mode wave impedance transformer. The spectral domain admittance method is applied for deriving the propagation constant. Based on the small reflection theory, a new compact and broadband Hecken finline taper array is proposed. The structure is simulated and optimized by HFSS. By introducing slotline-to-microstrip line transition, the finline array in X-band is manufactured. The back-to-back test results of optimal 2×2 Hecken finline taper arrays consistent with theoretical values show that the return coefficient is less than -12 dB and the insert loss is less than 1 dB in X-band (8~12 GHz). This paper presents the method of analysis and design of the finline array, and provides a guideline for designing the waveguide-based power combiner. It serves as a promising circuit for power combining.

Key words: Tapered finline array; Waveguide-based power combining; Hecken taper; Spectral domain admittance method

1 引言

微波、毫米波固态功率放大器广泛应用于雷达、通信、遥测等领域^[1]。功率合成技术是实现固态功率放大器的必要技术手段^[2-8], 其中, 波导内空间功率合成电路具有良好的应用前景。渐变鳍线阵作为波导内空间功率合成放大器的关键电路^[9,10], 实现了波导模式与槽线模式的相互转换, 当鳍线阵元数目确定时, 渐变鳍线两端尺寸便固定, 渐变鳍线设计就是确定鳍线形状以实现波导到槽线的宽带、小反射、低插损过渡。这类类似于渐变传输线的阻抗变

换设计^[11], 必须在反射损耗和尺寸间权衡。

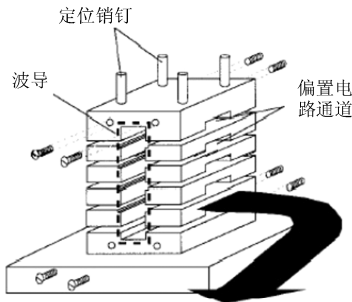
目前, 文献[12]中给出基于 Klopfenstein 曲线的最优渐变鳍线阵设计, 但是由于端点处存在阻抗阶跃, 加大反射损耗, 使得传输特性变差, 合成效率降低。针对这一问题, 本文系统地给出渐变鳍线阵的设计方法及流程, 提出基于 Hecken 阻抗渐变形式^[13]的渐变鳍线阵。与原有结构对比, 这种渐变鳍线阵端点不存在阶跃, 可以实现平滑过渡。以 X 波段渐变鳍线阵为例, 采用谱域导纳^[14]分析法计算鳍线阵的传播常数, 从场和路两方面, 分析渐变鳍线阵工作原理, 将渐变鳍线阵设计简化为 TE 模式波阻抗渐变阻抗匹配电路设计, 利用小反射理论, 给出基于 Hecken 形式的新型渐变鳍线阵, 模拟计算渐

变鳍线阵的传输特性。通过引入槽线微带过渡电路，实际加工了 X 波段 2×2 鳍线阵，背靠背测试结果表明：在 X 波段(8~12 GHz)内，反射系数小于-12 dB，插入损耗小于 1 dB，实测结果与理论计算吻合。

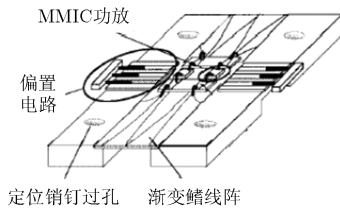
2 谱域导纳法计算鳍线散射特性

鳍线的散射特性包括传播常数，特性阻抗和场分布，它们由鳍线的本征值方程决定。本文采用谱域导纳法研究鳍线的传输特性，本征值方程建立步骤如下：首先写出空间域中的电磁场的表达式，然后经过傅里叶变换，由空间域变换到谱域，最后根据边界条件并应用 Parseval 定理和 Galerkin 方法得到本征值方程。鳍线中的传输模式可以看做是 TE 模和 TM 模的叠加，在空间域中，设 TE 模的位函数为 $\phi(x,y)$ ，TM 模的位函数为 $\varphi(x,y)$ ，图 1 给出矩形波导空间功率合成电路原理图，图 2 给出了 2×2 鳍线阵的横截面模型， a 为波导宽边尺寸， b 为波导窄边尺寸， g 为开槽宽度。其不同区域的场分量可以表示为

$$E_{zi} = \frac{1}{\epsilon_0} (\epsilon_{ri} k_0^2 - k_{xi}^2) \phi(x,y) e^{-i\beta z} \quad (1)$$



(a) 矩形波导合成器装配图



(b) 单片托盘原理图

图 1 矩形波导合成器原理图

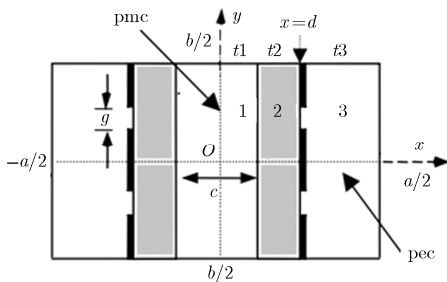


图 2 2×2 鳍线阵的横截面模型

$$H_{zi} = \frac{1}{\mu_0} (\epsilon_{ri} k_0^2 - k_{xi}^2) \varphi(x,y) e^{-i\beta z} \quad (2)$$

式中 k_{xi} 是 x 方向上第 i 区的波数， ϵ_{ri} 为第 i 区的相对介电常数， β 为 z 方向上的传播常数， k_0 为自用空间波数。设 α_n 为 y 方向上的波数，它们之间的关系为

$$\alpha_n^2 + k_{xi}^2 + \beta^2 = \epsilon_{ri} k_0^2 \quad (3)$$

采用傅里叶变换，便得到谱域中电场的表达式

$$\tilde{E}_i = \frac{2}{b} \int_0^{b/2} E_i e^{i\alpha_n y} dy \quad (4)$$

利用谱域导纳法，在 $x = d$ 处应用边界条件得到两个代数方程

$$Y_{yy} \tilde{E}_y + Y_{yz} \tilde{E}_z = j\omega\mu_0 \tilde{J}_y \quad (5)$$

$$Y_{zy} \tilde{E}_y + Y_{zz} \tilde{E}_z = j\omega\mu_0 \tilde{J}_z \quad (6)$$

\tilde{J} 是鳍线上的未知电流， \tilde{E} 是未知的口径场，令

$$\tilde{E}_y(a_n) = \sum_{i=1}^{N_y} c_i \tilde{x}_i(a_n) \quad (7)$$

$$\tilde{E}_z(a_n) = \sum_{i=1}^{N_z} d_i \tilde{h}_i(a_n) \quad (8)$$

把式(7)，式(8)代入式(5)，式(6)，采用 Galerkin 方法并应用 Parseval 定理得到关于待定常数 c_i, d_j 的齐次方程组(9)，式(10)

$$\sum_{i=1}^{N_y} c_i \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{\xi}_p Y_{yy}(a_n) \tilde{\xi}_i + \sum_{j=1}^{N_z} d_j \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{\xi}_p Y_{yz}(a_n) \tilde{\eta}_j = 0, \quad p = 1, 2, \dots, N_y \quad (9)$$

$$\sum_{i=1}^{N_y} c_i \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{\eta}_q Y_{zy} a_n \tilde{\xi}_i + \sum_{j=1}^{N_z} d_j \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{\eta}_q Y_{zz}(a_n) \tilde{\eta}_j = 0, \quad q = 1, 2, \dots, N_z \quad (10)$$

基函数的选取原则是依据开槽处实际的电场分布^[15]，适当选取基函数 $\xi_i(y)$ 和 $\eta_i(y)$ ，设置系数矩阵的行列式为零，便可以从本征方程中得到归一化槽宽 $2g/b$ 上的传播常数。本文将鳍线简化为 TE 模式传输，则求解传播常数的一阶近似计算，谱域中基函数取为

$$\tilde{\xi}_i(y) = \begin{cases} (-1)^n J_{2i}(\alpha_n g/2), & |y| < g \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (11)$$

$$\tilde{\eta}_i(x) = 0 \quad (12)$$

谱域导纳方程简化为

$$\sum_{p=1}^{N_y} \sum_{i=1}^{N_y} c_i K_{pi}^{yy}(\beta) = 0 \quad (13)$$

本征方程简化为

$$\begin{vmatrix} K_{11}^{yy}(\beta) & \dots & K_{1N_y}^{yy}(\beta) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{N_y 1}^{yy}(\beta) & \dots & K_{N_y N_y}^{yy}(\beta) \end{vmatrix} = 0 \quad (14)$$

为验证本方法的正确性,根据上述推导,用 Matlab 数值计算了介电常数 $\epsilon_r = 3.5$, 工作频率 $f = 10$ GHz, 横截面如图 2 所示的 2×2 鳍线阵的传播常数,在 Matlab 数值计算中取基函数个数 $N_y = 4$,式(9),式(10)中谱域求和项数为 $N_0 = 250$,图 3 给出了渐变鳍线阵传播常数的 Matlab 计算结果与仿真软件 HFSS 的计算结果对比,可以看出,数值计算结果与仿真结果最大误差不超过 2%,计算时间约为 2 min,仅为 HFSS 扫描参数仿真时间的 1/4,从而验证了本文方法计算的准确性和高效性(测试计算机为 i5-2500@3.3 GHz, 4 G DDR3)。下文将依据上述计算结果,简化渐变线鳍线阵模型,依据小反射理论优化设计 Hecken 形式的渐变鳍线阵,并给出其传输特性。

3 Hecken 渐变鳍线阵的优化

从理论上讲,设计渐变鳍线阵就是确定鳍线的形状,以实现波导到槽线的匹配过渡,这里的匹配过渡可以从两个角度考虑:一个是场匹配,一个是路匹配。图 4 给出了波导 E 面加载鳍线阵电场极化示意图。因为鳍线阵平行插入波导 E 面,不会引入电场极化方向突变,无论是波导中的电场,还是槽线中集中在开槽附近的电场,他们的极化方向是一致的,因此场是匹配过渡的,主要从路匹配来分析设计渐变鳍线阵,本文将渐变鳍线阵简化为 TE 模式渐变传输线,用 TE 模式的波阻抗代替传输线的特性阻抗,依据小反射理论,确定渐变线上的各点传播常数,利用已经计算得到的鳍线传播常数与开槽宽度的关系,确定渐变鳍线上各点的开槽宽度,从而得到渐变鳍线阵的形状。

3.1 Hecken 形式的 non-TEM 渐变鳍线计算

依据小反射理论^[10],基于 Klopfenstein 曲线形式的渐变传输线是最优化的,即在给定最大的反射系数下,实现渐变段尺寸最小,但是由于端点处存在阶跃,导致性能恶化。而 Hecken 阻抗渐变相对于

最优的 Klopfenstein 阻抗渐变,端点不存在阶跃,可以实现平滑过渡,仅是长度略微增加一点,而且高频特性更加出色,因此,本文采用 Hecken 阻抗渐变形式,在通带内限定了最大反射系数时,给出了接近最优的阻抗匹配,并且不引入附加反射损耗。下面给出 Hecken 形式 TEM 模式的渐变阻抗变化的自然对数^[13]

$$\ln Z(z) = 1/2 \ln Z_0 Z_L + \Gamma_0 \frac{B}{\sinh B} \varphi(2z/L - 1, B) \quad (15)$$

$$\varphi(x, B) = \int_0^x I_0(B\sqrt{1-y^2}) dy \quad (16)$$

其中, I_0 是零阶第 1 类修正贝塞尔函数,

$$\Gamma_0 = \frac{1}{2} \ln \frac{Z_L}{Z_0} \quad (17)$$

当给定最大反射系数时,即可求得渐变线的长度^[9]。根据实际工程需要,本文限定最大反射系数为 -20 dB,得到渐变长度为 18 mm。由于鳍线沿着渐变方向传输特性近似于 TE 模式,用波阻抗代替特性阻抗,从而得到 Hecken 形式的 non-TEM 渐变线的传播常数与位置的关系。对于鳍线渐变来说,归一化阻抗 $Z(z)/Z_0$ 随频率变化很小,因此,我们选择在最低频率 f_0 处,设计渐变鳍线,已知 TE 模式的波阻抗为

$$Z = \omega\mu/\beta \quad (18)$$

从而得到传播常数

$$\beta(f_0, z) = \sqrt{\beta_L \beta_0} \exp(-\Gamma_m A^2 \phi(2\theta(f_0, z)/\theta_t - 1, A)) \quad (19)$$

其中 β, β_L, β_0 分别对应于 Z, Z_L, Z_0 。

为了计算传播常数 $\beta(z)$, 渐变鳍线被等分为 N 段,每一段的长度为 $\Delta z = L/N$, θ 可以近似表示为

$$\theta(z_i) \approx \sum_{k=0}^{i-1} 2\beta(z_k) \Delta z = \theta(z_{k-1}) + 2\beta(z_{k-1}) \Delta z \quad (20)$$

其中, $z_i = i\Delta z$, 注意 $\theta(z_0) = 0$, 首先从式(18)中估计 $\beta(0)$, 然后利用近似式(19)计算出渐变鳍线上相应位置的 $\beta(z_i)$ 。然后重复迭代过程直至 β 收敛。

计算步骤如下^[10]:

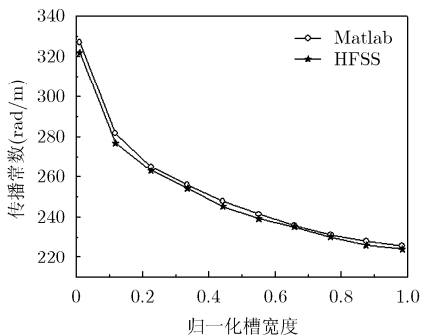


图 3 传播常数随归一化槽宽 ($2g/b$) 变化曲线

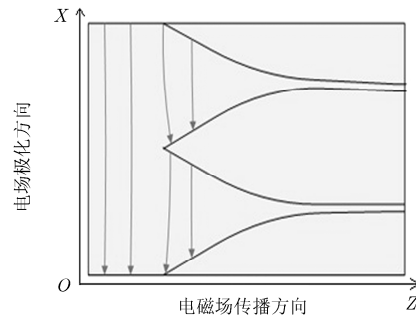


图 4 波导 E 面加载鳍线阵电场极化示意图

(1)确定输入输出波阻抗 Z_L, Z_0 ，利用 TE 模式特性，求出 β_L, β_0 。

(2)给出 θ_i, N, L 的初始值，可设 $\theta_i = 2\beta_0 L$ ， $\theta(z_0) = 0$ 。

(3)将 $\theta_i, \theta(z_0)$ 代入式(19)，可求出 $\beta(z_0)$ ；将 $\beta(z_0)$ 代入式(20)，可以求出 $\theta(z_1)$ ；重复以上步骤便可求出一系列 $\theta(z_i)$ 和 $\beta(z_i)$ ($i = 1, 2, \dots, N$)。

(4)将计算得到的 $\theta(z_N)$ 代入 θ_i ，重复步骤(3)，直至收敛 ($|\theta(z_N) - \theta_i| \leq 1e - 3$)。

在实际计算中， N 的选择是要对时间和精度进行折中考虑。 N 值越大，计算精度越高，但计算时间越长，本文中 N 取 20，即把渐变线分成 20 段，可以满足精度需求。利用第 2 节中计算得到的传播常数随槽宽变化的结果，结合上述方法得到的基于 Hecken 形式的渐变鳍线传播常数与位置的关系，给出了基于 Hecken 形式的渐变鳍线结构参数，即渐变鳍线开槽宽度与位置的关系，如图 5 所示，右侧 Y 轴表示基于 Hecken 形式的 2×2 渐变鳍线阵阵元传播常数随位置变换曲线、左侧 Y 轴表示基于 Hecken 形式的 2×2 渐变鳍线阵阵元归一化开槽宽度 ($2g/b$) 随位置变化曲线，至此，渐变鳍线阵设计流程可总结为：(1)确定初始值：鳍线阵阵元个数、鳍线阵输入输出端口宽度；(2)计算鳍线阵传播常数与宽度关系；(3)确定渐变形式，设计渐变鳍线阵形状。

4 HFSS 仿真与实测结果

为验证上文设计的 Hecken 形状渐变鳍线阵的正确性，依据上述计算结果，利用 HFSS 软件建立基于 Hecken 形状渐变鳍线阵模型，引入槽线微带正交过渡电路^[16]，便于鳍线阵背靠背仿真，仿真优化后并加工实物。整个 X 波段的波导环境由 3 个部件组成：上下对称的“凹”型结构，中间为安放鳍线阵电路板的托盘；装配时，在中间托盘上下两面的开槽中用导电胶两面对称放置 PCB 板。PCB 加工中，为减小由于鳍线阵加载在波导中，因介质突变而引入反射损耗，在渐变鳍线前端引入 $1/4$ 波长的介质匹配结构^[17]。整个背靠背电路的主要尺寸如表 1 所示，在 HFSS 中利用 Spline 曲线编辑功能按照图 4 计算得到的开槽宽度和位置的关系创建渐变鳍线，介质板材 TaconicRF-35(tm)，厚度为 0.254 mm，工作频段 8~12 GHz。

4.1 结果分析

图 6 给出了基于 Hecken 形式 2×2 渐变鳍线阵背靠背 HFSS 仿真与实测结果。HFSS 仿真得到的 S 参数结果：在整个 X 波段(8~12 GHz)其传输系数大于 -0.05 dB，即最大插入损耗约为 0.05 dB；在整

表 1 渐变鳍线阵尺寸表

参数	几何尺寸
波导尺寸 $a(\text{mm}) \times b(\text{mm})$	22.86 × 10.16
渐变长度 $L(\text{mm})$	18
最大槽宽 $G_{\text{max}}(\text{mm})$	5.08
最小槽宽 $G_{\text{min}}(\text{mm})$	0.10
$1/4$ 波长介质匹配长度 $L_{\lambda}(\text{mm})$	9.70
$1/4$ 波长介质匹配宽度 $W_{\lambda}(\text{mm})$	2.33
托盘间距 $D(\text{mm})$	4

个频带内反射系数较为平坦均小于 -16 dB，且高频特性较好，因为是背靠背仿真，所以反射系数恶化约 3 dB，而且因引入槽线微带过渡也会带来反射系数的恶化，因此，实际的最大反射系数约为 -20 dB。经 HFSS 仿真验证基于 Hecken 形式的渐变鳍线阵的反射系数与理论计算值较为吻合，表明本文的理论计算和设计方法的准确性和有效性。

实测结果：在整个 X 波段内(8~12 GHz)，插入损耗小于 1 dB，反射系数大于 -12 dB，造成鳍线阵整体性能恶化的主要因素是加工误差和装配误差。实际加工中，选择损耗比较小的黄铜，但其材质比较软，且波导长度为 100 mm 比较长，不能保证接触面的良好的平行度，导致装配时，金属面间接触不良；PCB 板厚度为 0.254 mm，电路板加工比较容易，但由于机械加工不能保证托盘上开槽深度达到这个精度，导致鳍线地与波导内壁接触不良，这些都会导致插入损耗变大；装配时，因为加工误差存在，使得装配后的波导横截面与标准波导存在偏差，与标准波导同轴转换器相连后，会导致反射系数恶化。因为是对本文设计的验证性的实验加工，虽然性能较仿真计算有所恶化，但是仍表明该电路具有良好的传输特性和较高的合成效率。实际工程应用中，通过提高机械加工精度、对波导内壁及电路板镀金都会减小高频损耗，降低因加工误差引入的反射损耗，从而提高整个电路的性能。

5 结论

本文简化了渐变鳍线阵模型，采用谱域导纳法计算鳍线的传播常数具有更高的效率，仅需 HFSS 参数扫描仿真时间的 $1/4$ 就可以得到足够的精度，与 HFSS 仿真最大误差不超过 2%；本文给出了渐变鳍线阵的设计流程，在理论分析和数值模拟计算的基础上，用 HFSS 仿真优化 X 波段基于 Hecken 形式的新型渐变鳍线阵。在此基础上，加工 X 波段基于 Hecken 形式的 2×2 渐变鳍线阵，背靠背测试结

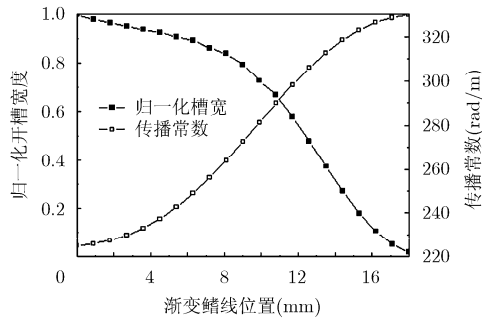


图5 基于 Hecken 形式 2×2 渐变鳍线阵的阵元归一化开槽宽度及传播常数随位置的变化曲线

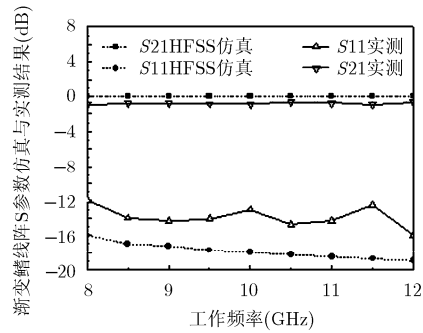


图6 基于 Hecken 和 Klopfenstein 渐变形式渐变鳍线阵的 S 参数 HFSS 仿真结果

果: 在 X 波段(8~12 GHz)内, 反射系数小于-12 dB, 插入损耗小于 1 dB。实验结果验证了该文设计方法的正确性和高效性, 表明基于 Hecken 形式的渐变鳍线阵具有低插损、小反射、宽带紧凑特性, 可以应用于波导内空间功率合成电路中, 对于波导内空间功率合成模块设计具有应用价值。

参考文献

- [1] Weekley J and Mangus B. TWTA versus SSPA: a comparison of on-orbit reliability data[J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2005, 52(5): 650-652.
- [2] Cheng Nai-shuo, Jia Peng-cheng, et al.. A 120-W X-band spatially combined solid-state amplifier[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1999, 47(12): 2557-2561.
- [3] Song Kai-jun, Zhang Fan, Hu Shun-yong, et al.. Ku-band 200-W pulsed power amplifier based on waveguide spatially power-combining technique for industrial applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(8): 4274-4280.
- [4] Xie Xiao-qiang, Zhao Xiang, and Liu Xiao. A waveguide-based spatial power combining module at higher millimeter-wave frequency[J]. *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, 2013, 34(3/4): 299-307.
- [5] Shan Xiao-yong and Shen Zhong-xiang. An eight-way power combiner based on a transition between rectangular waveguide and multiple microstrip lines[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, 61(7): 2557-2561.
- [6] Barton T W, Dawson J L, et al.. Four-way lossless outphasing and power combining with hybrid microstrip/discrete combiner for microwave power amplification[C]. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, Anaheim, CA, USA, 2013: 1-4.
- [7] Lee Wei-chiang and Chu Tah-hsiung. Design and power performance measurement of a planar metamaterial power-combined amplifier[J]. *IEEE Transactions on Microwave*

Theory and Techniques, 2013, 61(6): 2414-2424.

- [8] Hosseini S E and Banai A. Ultra-broadband power amplifier using 16-way spatial combining finline array[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2013, 55(2): 454-460.
- [9] Meier P J. Integrated fin-line millimeter component[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1974, 22(12): 1209-1216.
- [10] Jia Peng-cheng, Chen L Y, Cheng N S, et al.. Design of waveguide finline arrays for spatial power combining[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2001, 49(4): 609-614.
- [11] Pozar D M. *Microwave Engineering* 3rd Ed[M]. New York: John Wiley & Sons, 2005: 219-221.
- [12] Klopfenstein R W. A transmission line taper of improved design[J]. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 1956, 44(1): 31-35.
- [13] Hecken R P. A near-optimum matching section without discontinuities[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1972, 20(11): 734-739.
- [14] Itoh T. Spectral domain immittance approach for dispersion characteristics of generalized printed transmission lines[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1980, 28(7): 733-736.
- [15] Mittra R and Itoh T. Charge and potential distribution in shielded striplines[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1970, 18(3): 149-156.
- [16] Gupta K C, Garg R, Bahl I, et al.. *Microstrip Lines and Slotlines* 2nd Ed[M]. Boston: Artech House, 1996: 305-313.
- [17] Verver C J and Hofer W J R. Quarter-wave matching of waveguide-to-finline transitions[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1984, 32(12): 1645-1648.

刘亚威: 男, 1987年生, 博士生, 研究方向为功率放大器合成技术。

苏小保: 男, 1963年生, 研究员, 研究方向为长寿命高可靠高效率行波管。