

基于双目标混沌粒子群算法的射频天线宽带阻抗匹配

刘楚群*, 谭阳红, 熊智挺

(湖南大学 电气与信息工程学院, 长沙 410082)

(* 通信作者电子邮箱 liuchuqun2008@163.com)

摘要:考虑实际阻抗匹配网络的非理想因素,为兼顾射频天线的驻波比小和功率传输效率高的目标,提出一种基于混沌粒子群算法的射频天线阻抗匹配方法,利用双目标优化混沌粒子群算法实现单频率点的阻抗匹配,实验结果证明实现的驻波比与输出功率性能都有所提高。另外结合实频法进行宽带阻抗匹配,选取 2G、3G 与 4G 移动通信技术的工作频段进行实验,结果表明在整个工作频段都能实现良好的阻抗匹配效果与传输效率。

关键词:天线;混沌粒子群优化;阻抗匹配;双目标

中图分类号: TP18 **文献标志码:** A

Adaptive impedance matching for radio frequency antenna based on dual-aimed chaotic particle swarm optimization algorithm

LIU Chuqun*, TAN Yanghong, XIONG Zhiting

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha Hunan 410082, China)

Abstract: Considering the non-ideal factors of the actual impedance matching network, and in order to achieve low Standing Wave Ratio (SWR) and high transmission efficiency, an impedance matching method for radio frequency antenna was proposed based on Dual-aimed Chaotic Particle Swarm Optimization (DCPSO) algorithm. The experimental results of single-frequency impedance matching obtained by DCPSO proves that SWR and output power performance are improved compared with Particle Swarm Optimization (PSO). Combined with real frequency method, broadband impedance matching experiments were done with working band of 2G, 3G and 4G mobile technologies, results show that the entire band can get good results with impedance matching transmission efficiency.

Key words: antenna; Chaotic Particle Swarm Optimization (CPSO); impedance matching; dual-aim

0 引言

阻抗匹配是射频领域的重要课题,射频系统中常用匹配网络来连接射频信号源和负载,其实质是实现阻抗变换,即把负载阻抗值变换成合适的阻抗值,从而与信号源内阻实现阻抗匹配。射频阻抗匹配器采用现代测控技术及跟踪负载的变化,良好的阻抗匹配不仅能够完成功率传输最大化,还能减小噪声干扰,提高功率容量和频率响应线性度^[1]。

射频终端的负载容易受到周围环境的影响^[2],阻抗匹配的实时性与快速性显得特别重要^[3],基于各种智能优化算法的自适应阻抗匹配技术被广泛研究^[4]。在匹配网络的选择上,L型网络结构简单却存在禁区,影响了匹配区间^[5]。 π 型网络结构简单、谐波抑制能力强、匹配区域较大^[6],因而得到广泛应用。复合型匹配网络^[7]虽然能够实现较高的传输效率但结构复杂,成本较高而较少使用。

现代通信为了增大数据的传输速率,宽带天线被广泛地应用到短波和超短波频段。各种宽带匹配方法被提出来,其中包括利用实频法^[8]、参数技术法^[9]和直接优化法^[10]。文献^[11]将改进遗传算法应用于最小失配的宽带天线匹配网络

的设计方法,采用实际天线的有耗匹配网络,取得很好的匹配效果与传输效率,却忽略了电感自身寄生效应带来的能量损耗。文献^[12]根据加载天线实测输入阻抗值,用粒子群算法优化设计天线的最佳匹配网络,取得比较好的驻波比,但没有考虑传输效率。文献^[13]用标准粒子群算法优化 π 型无源网络的电容参数值来完成电力线载波通信领域的阻抗匹配。本文考虑了电感元件的寄生效应,并对标准粒子群进行改进,利用双目标混沌粒子群算法实现自适应阻抗匹配,进而结合实频法实现宽带阻抗匹配。

1 阻抗匹配计算模型

图1所示为非理想 π 型阻抗匹配的计算模型,信号源的信号经过功率放大器放大后传输给传感器,传感器检测到输入端的阻抗值,并传给中央处理单元,中央处理单元通过优化算法计算出匹配的电感和电容参数值并自动调节,从而达到最佳的匹配效果。最终的信号通过天线发射出去,实现自适应阻抗匹配。

将图1中的自适应阻抗匹配网络单独提取出来进行分析计算,如图2所示。

收稿日期:2014-06-23;修回日期:2014-09-22。

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61102039,51107034);湖南省自然科学基金资助项目(14JJ7029);中央高校基本科研业务费专项。

作者简介:刘楚群(1987-),男,广东潮州人,硕士研究生,主要研究方向:群体智能算法、射频识别、电气工程;谭阳红(1971-),女,湖南常德人,博士生导师,博士,主要研究方向:射频识别、自动测试与故障诊断、电力系统负荷建模;熊智挺(1986-),男,湖南岳阳人,硕士研究生,主要研究方向:智能算法、射频识别、神经网络。

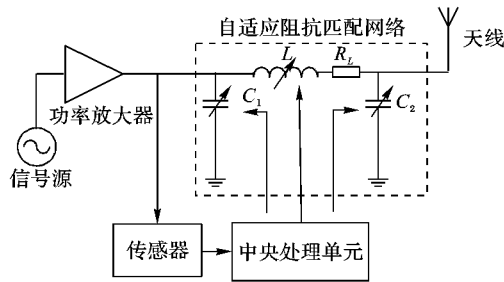


图1 非理想π型网络阻抗匹配

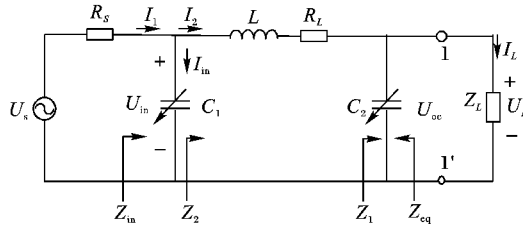


图2 非理想π型网络参数计算模型

从输入端看进去,等效阻抗 Z_1 和 Z_2 为:

$$Z_1 = \frac{Z_L}{1 + j\omega C_2 Z_L} \quad (1)$$

$$Z_2 = R_L + j\omega L + Z_1 \quad (2)$$

寄生电阻 R_L 随着电感值的变化而变化:

$$R_L = -0.0278L^2 + 1.741L + 2.3402 \quad (3)$$

输入等效阻抗 Z_{in} 为:

$$Z_{in} = \frac{Z_2}{1 + j\omega C_1 Z_2} \quad (4)$$

反射系数 Γ 为

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - R_S}{Z_{in} + R_S} \quad (5)$$

表征阻抗匹配效果的驻波比 (Standing Wave Ratio, SWR):

$$SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (6)$$

理想情况下反射系数 Γ 为 0, 因而 SWR 为 1, 表示发射端传输给天线的电波没有任何反射, 反射功率为 0, 功率全部发射出去。但工程实际中 SWR 很难做到刚好等于 1, 根据国家标准, 在工作范围内, 天线端口的驻波比小于 1.5。

由戴维宁定理有, 1-1' 等效开路电压为 U_{oc} , 等效阻抗 Z_{eq} (这里不做推导)。负载端阻抗为 Z_L 时负载电压 U_L 和负载电流 I_L 为:

$$\begin{cases} I_L = \frac{U_{oc}}{Z_{eq} + Z_L} \\ U_L = \frac{Z_L}{Z_{eq} + Z_L} U_{oc} \end{cases} \quad (7)$$

负载端输出功率 P_{out} 是负载电压 U_L 与负载电流 I_L 共轭值的乘积取实部:

$$P_{out} = \text{real}(U_L \bar{I}_L) \quad (8)$$

流过内阻的电流 I_1 和流过电容 C_1 的电流 I_{in} :

$$\begin{cases} I_1 = \frac{U_s}{Z_s + Z_{in}} \\ I_{in} = j\omega C_1 U_{in} \\ U_{in} = \frac{Z_{in}}{Z_s + Z_{in}} U_s \end{cases} \quad (9)$$

流过串联电感和寄生电阻的电流 I_2 :

$$I_2 = I_{in} - j\omega C_1 U_{in} \quad (10)$$

寄生电阻的损耗功率 P_{loss} :

$$P_{loss} = I_2^2 R_L \quad (11)$$

当电感是理想模型且实现共轭匹配时输出功率最大, 记为 P_{ave} :

$$P_{ave} = U_s^2 / (4R_s) \quad (12)$$

从式 (12) 可以得到, 当信号源电压为 1 V, 内阻为 50 Ω 时 P_{ave} 为 5 mW。

假设反射的功率为 P_{ref} , 则 P_{out} 、 P_{loss} 、 P_{ave} 四者满足关系:

$$P_{ave} = P_{loss} + P_{out} + P_{ref} \quad (13)$$

2 基于 DCPSO 算法的阻抗匹配

粒子群算法 (Particle Swarm Optimization, PSO) 由美国社会心理学家 James Kennedy 和电气工程师 Russell Eberhart 于 1995 年共同提出^[14], 算法起源于对鸟类群体行为的研究, 采用“群体”与“进化”的概念, 依据个体粒子的适应度值大小进行迭代操作。该算法将每个个体都看作是在 N 维搜索空间中的一个没有重量和体积的粒子, 所有粒子都在解空间以随机速度移动, 粒子移动的同时, 能记录下它所经过的最佳位置 P_{best} 和群体内的最佳位置 G_{best} , 个体粒子通过彼此分享信息从而实现群体进化。

假设 PSO 的 N 维空间中, 有很多微粒 (点)。第 i 个粒子在 N 维空间的位置表示为现在位置矢量 $\mathbf{X}_i = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, 速度表示为矢量 $\mathbf{V}_i = (v_1, v_2, \dots, v_n)$ 。基本 PSO 算法的速度和位置的更新公式如下所示:

$$\mathbf{V}_{i+1} = w\mathbf{V}_i + c_1 r_1 (\mathbf{P}_{best} - \mathbf{x}_i) + c_2 r_2 (\mathbf{G}_{best} - \mathbf{x}_i) \quad (14)$$

$$\mathbf{x}_i(t+1) = \mathbf{x}_i(t) + \mathbf{V}_i(t+1) \quad (15)$$

其中: \mathbf{V}_i 是粒子的速度向量, \mathbf{X}_i 是粒子的位置向量; \mathbf{P}_{best} 粒子本身发现的最好位置, \mathbf{G}_{best} 是群体中所有粒子发现的最好位置; r_1, r_2 是介于 (0~1) 内的随机数; c_1 和 c_2 是学习因子, 取为 2; w 为惯性权重因子, 取值在 0.1~0.9, 这里 w 按照 Berhart 和 Shi 的惯性权值线性递减 (Linearly Decreasing Weight, LDW)。 w 较大时算法全局寻优能力强, w 较小则反之。LDW 算法将惯性因子线性减少, 公式为:

$$w = w_{max} - \frac{G(w_{max} - w_{min})}{G_{max}} \quad (16)$$

其中: G 为当前迭代次数, 而 G_{max} 是最大迭代次数, w_{max} 典型取值为 0.9, w_{min} 典型取值为 0.4。

粒子群算法采用生物群体共享信息策略, 收敛速度快, 特别是在进化初期, 需要调节的参数少, 简单易行。但是在进化后期, 由于粒子的飞行方向根据全体和自身方向决定, 算法易陷入局部最优解或陷入停滞状态。

为了解决这些问题, 高鹰等^[15]将混沌优化思想引入粒子群算法, 并提出混沌粒子群算法 (Chaotic Particle Swarm Optimization, CPSO), 算法根据混沌算法遍历性的特点来选择合适的混沌映射, 随机生成初始种群, 从而让粒子均匀分布在解空间。而算法一旦陷入早熟, 混沌粒子群会在最优解周围的区域内进行混沌搜索, 取代原来种群中的部分粒子, 带领种群跳出局部最优。

混沌现象普遍存在于非线性系统中, 它行为复杂, 貌似随机却有规律性。混沌的规律性使新解由确定的迭代方程产

生。本文利用 Logistic 映射来产生混沌系统,方程为:

$$Z_{n+1} = \mu Z_n (1 - Z_n); 0 < Z_n < 1, \mu = 4 \quad (17)$$

其中: Z_n 为第 n 次迭代产生的序列; μ 是控制变量,取 $\mu = 4$ 。

由于网络的有功损耗和表征反射功率大小的驻波比是具有不同量纲的两个目标,为协调不同目标,寻求双目标最优,本文采用权重系数法将两个优化目标转化为单一优化目标。

将优化函数的目标函数设置为:

$$fitness = \frac{1}{2} (\alpha |SWR - 1|^2 + \beta |P_{loss}|^2) \quad (18)$$

$$\alpha + \beta = 1 \quad (19)$$

其中: α 、 β 分别为特定频率的驻波比误差与损耗功率的惩罚因子。

基于双目标混沌粒子群算法 (DCPSO) 的自适应阻抗匹配与宽带阻抗匹配的基本流程如图 3。首先采用混沌算法初始化粒子的位置,设置种群规模 N 、最大迭代次数、优化精度、其中混沌粒子的生成按照式 (14),替代概率 P 取 0.2,算法的终止条件为设定的精度值。

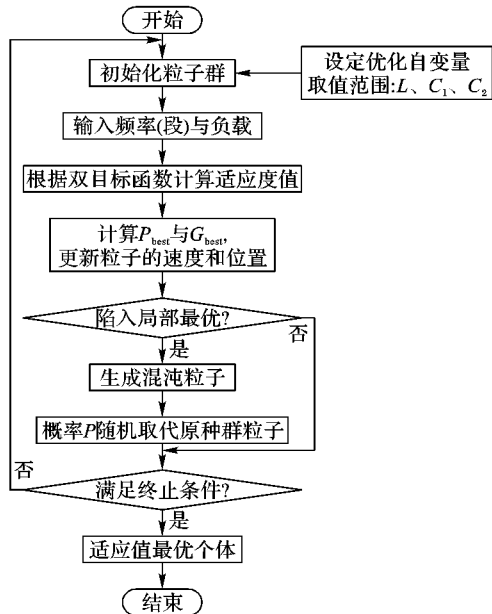


图3 DCPSO 阻抗匹配法流程

2.1 基于 DCPSO 算法的自适应阻抗匹配

通过计算可知 L 、 C_1 、 C_2 的参数值通常都在小于 10^{-8} , 且 L 与 C_1 、 C_2 相差 3 个数量级, 所以直接使用 L 、 C_1 、 C_2 作为寻优粒子很容易导致失败。由于 ωL 、 $1/\omega C_1$ 、 $1/\omega C_2$ 与 Z_{in} 都为同一个数量级, 因此把 ωL 、 $1/\omega C_1$ 、 $1/\omega C_2$ 作为粒子比较合适, 最终通过自适应匹配再计算出 L 、 C_1 、 C_2 的实际值。

为了实现不同负载, 不同频率点的自适应阻抗匹配, 仿真实验在测试新算法优化结果的同时, 也测试了粒子群算法的优化结果, 并对两者的结果进行对比。

设置两种算法的种群规模为 80; 迭代次数为 1000; 粒子搜索区间设置为 $[10^{-15}, 10^{-5}]$; V_{max} 和 X_{max} 的值为 10^{-5} 。目标函数 α 为 0.3, β 为 0.7。采用的计算机 CPU 为 Genuine Intel 2140, 内存为 2 GB, 仿真程序采用 Matlab 2012a 编写。结果如表 1 所示。

从表 1 可以看出, 在不同频率, 负载不管是纯阻性, 感性与容性下, DCPSO 算法实现的阻抗匹配的驻波比都为 1, 而

PSO 算法只有两种情况下为 1; DCPSO 算法实现的输出功率几乎都比 PSO 算法的大。

表1 非理想 π 型网络的阻抗匹配仿真结果

频率/ GHz	负载/ Ω	DCPSO		PSO	
		驻波比	输出功率/mW	驻波比	输出功率/mW
1.80	60	1	3.964	1.373	3.993
	50 + j75	1	3.143	1.991	3.909
	30 - j20	1	3.385	1.000	2.606
2.45	200	1	3.316	1.003	3.573
	30 + j20	1	3.932	1.733	2.789
	80 - j60	1	3.184	1.758	1.731
4.00	75	1	3.782	1.000	3.390
	100 - j50	1	3.175	2.013	1.574
	50 + j75	1	3.561	1.003	3.537

为了证明两种阻抗匹配算法的收敛性, 以频率 4.0 GHz, 负载 75 Ω 的自适应阻抗匹配为例来作比较, 并将驻波比与输出功率的收敛对比曲线表示如图 4。

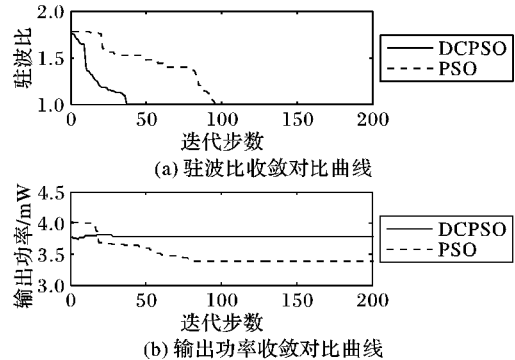


图4 DCPSO 与 PSO 阻抗匹配收敛曲线图

图 4(a) 显示 DCPSO 一开始的下降速度就比 PSO 的速度要快些, 并至少比 PSO 提前 50 步收敛。从图 4(b) 可以看出 DCPSO 实现的输出功率一开始上下浮动, 但很快地稳定于 3.782 mW, PSO 实现的输出功率一直减小到 3.39 mW。收敛步数方面, DCPSO 也是比 PSO 少, 这是因为加入混沌环节, CPSO 算法更易于跳出局部最优, 双目标优化的设计更加保证两个匹配性能参数都取得较好的结果。

2.2 基于 DCPSO 算法的宽带阻抗匹配

现代通信要求天线具有宽频带高增益的特性。天线与设备之间的匹配要考虑频段变换、负载变化的情况, 获得最大的传输效率和优良的通信质量。

宽带下频率范围加大, 电路工作于高频甚至微波段, 各个频率点阻抗匹配误差产生叠加。本文应用双目标混沌粒子群算法结合实频法进行宽带阻抗匹配, 实现电路整个频段的损耗功率和反射系数达到最小, 从而传输性参数 (如效率、增益等) 达到最大。

宽带阻抗匹配要求在整个频带内的阻抗匹配性能参数总体达到最优, 将频带分成 N 等分点, 对所有频率点适应值取平均, 目标是实现整个频带的整体适应值最小。 $P_{loss,i}$ 和 $VSWR_i$ 分别为工作在频率点 i 的寄生电阻损耗功率和驻波比。宽带阻抗匹配目标函数设置如下:

$$fitness = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N (\omega_1 |P_{ave} - P_{load}|^2 + \omega_2 |SWR_i - 1|^2) \quad (20)$$

其中 ω_1 和 ω_2 都是惩罚因子,其数值设置与式(18)、(19)中 α , β 一样。

Matlab 软件仿真可以得到不同工作频段,不同负载下的驻波比与输出功率仿真曲线。在工作频段内共取 200 个频率点,源级阻抗是 50Ω 。

实例 1 2G 通信技术的 GSM-1800 频段。GSM 使用 1710 ~ 1785 MHz 上行和 1805 ~ 1880 MHz 下行带宽,这里认为频段从 1.71 ~ 1.88 GHz,负载阻抗为 $60 + j120 \Omega$ 。得到优化匹配参数 $L_1 = 9.06 \text{ nH}$, $C_1 = 0.42 \text{ pF}$, $C_2 = 1.45 \text{ pF}$,仿真曲线结果如图 5 所示。

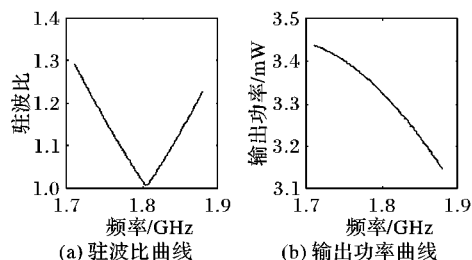


图5 GSM-1800 频段驻波比与输出功率仿真曲线图

从图 5(a) 可以看出随着频率从 1.7 GHz 增加到 1.8 GHz,驻波比从 1.3 下降到 1。从 1.8 ~ 1.88 GHz 的频段,驻波比逐渐增大,总体都小于 1.3;图 5(b) 显示输出功率随着频率的增加而下降,但总体的输出功率都大于 3.1 mW。

实例 2 通用移动通信系统 (Universal Mobile Telecommunications System, UMTS) 是当前最广泛采用的一种第三代(3G) 移动电话技术。UMTS 使用 1900 ~ 2025 MHz 上行和 2110 ~ 2200 MHz 下行带宽,这里认为频段从 1.9 ~ 2.2 GHz,负载阻抗为 200Ω 。得到优化匹配参数 $L_1 = 6.75 \text{ nH}$, $C_1 = 0.39 \text{ pF}$, $C_2 = 0.86 \text{ pF}$,仿真曲线结果如图 6。

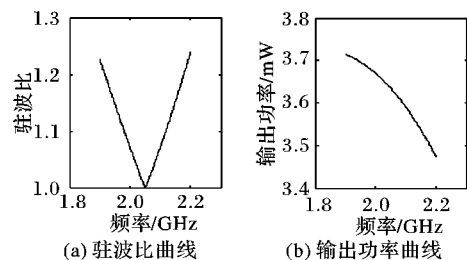


图6 UMTS 频段驻波比与输出功率仿真曲线图

从图 6(a) 可以看出随着频率增大驻波比先减小后增大,但都小于 1.25;图 6(b) 显示输出功率随着频率的增加而下降,输出功率都大于 3.4 mW。

实例 3 长期演进 (Long Term Evolution, LTE) 是 3G 的演进,包括 FDD-LTE (通常简称 LTE) 和 TD-LTE 两种技术标准。2013 年 10 月,工信部将 2500 ~ 2690 MHz 频段都划分给 TD-LTE,这里认为频段从 2.5 ~ 2.69 GHz,负载阻抗为 $70 - j50 \Omega$ 。得到优化匹配参数 $L_1 = 3.88 \text{ nH}$, $C_1 = 0.33 \text{ pF}$, $C_2 = 0.36 \text{ pF}$,仿真曲线结果如图 7。

从图 7(a) 可以看出随着频率从 2.5 GHz 增加到 2.605 GHz,驻波比逐渐下降到接近 1 的水平。为了更直观对比匹配结果表 2 给出三个实例的统计数据。

从表 2 可以看出,不管是驻波比还是输出功率的平均值、最大值与最小值,随着应用的频段越来越高,匹配结果性能参数也越来越接近理想值。

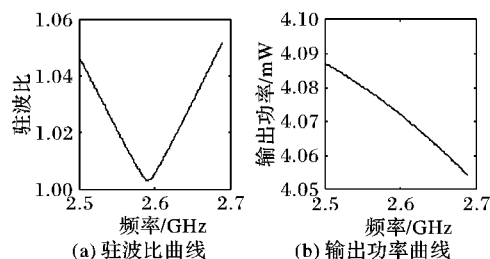


图7 TD-LTE 频段驻波比与输出功率仿真曲线

表2 不同频段宽带阻抗匹配数据结果

频段/GHz	驻波比			输出功率/mW		
	平均值	最大值	最小值	平均值	最大值	最小值
1.71 ~ 1.88	1.1281	1.2925	1.0062	3.3208	3.4388	3.1458
1.88 ~ 2.69	1.1143	1.2411	1.0018	3.6210	3.7149	3.4734
2.50 ~ 2.69	1.0249	1.0519	1.0030	4.0723	4.0873	4.0541

从以上三个实例可以看出,随着通信技术的演进,宽带阻抗匹配实现的驻波比越来越小,接近于理想值 1,输出功率也越来越高,说明传输效率越来越高。总而言之,提出的宽带阻抗匹配方法适用于现代通信。

3 结语

本文考虑实际工程应用中阻抗匹配元件的寄生参数对匹配结果的影响,并利用 DCPSO 算法来解决自适应阻抗匹配,实验证明 DCPSO 算法很好地防止算法陷入局部最优,比 PSO 算法有更好的匹配效果。结合实频法与 DCPSO 算法,实现良好的宽带阻抗匹配。

参考文献:

- [1] LUDWIG R, BRETCHKO G. RF circuit design theory and applications[M]. WANG Z, WANG X, Translated. Beijing: Electronic Industry Press, 2002: 270 - 305. (路德维格, 波格丹诺夫. 射频电路设计理论与应用[M]. 王子宇, 王心悦, 译. 北京: 电子工业出版社, 2002: 270 - 305.)
- [2] SONG H, BAKKALOGLU B, ABERLE J T. A CMOS adaptive antenna-impedance-tuning IC operating in the 850 MHz-to-2GHz band [C]// Proceedings of the 2009 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Piscataway: IEEE, 2009: 384 - 385.
- [3] ZHANG G, DAI Y, ZHANG X, et al. Real-time measurement and automatic correction for antenna impedance[J]. Journal of Central South University: Science and Technology, 2013, 44(1): 194 - 201. (张桂英, 戴宇杰, 张小兴, 等. 天线阻抗的实时监测及自动校正系统设计[J]. 中南大学学报: 自然科学版, 2013, 44(1): 194 - 201.)
- [4] MIKKI S, KIAHK A. Infinitesimal dipole model for dielectric resonator antennas using QPSO algorithm[C]// Proceedings of the 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Piscataway: IEEE, 2006, 3285 - 3288.
- [5] QIANG Y, CHENG J, LIU D. Application of simulated annealing algorithm in automatic impedance matching system[J]. Measurement and Control Technology, 2009, 28(9): 80 - 83. (钱玉良, 程健, 刘东宇. 模拟退火算法在自动阻抗匹配器中的应用研究[J]. 测控技术, 2009, 28(9): 80 - 83.)
- [6] SUN Y, FIDLER J K. Design method for impedance matching networks[J]. IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems, 1995, 143(4): 186 - 194.

(下转第 3632 页)

优于随机映射,其中: W 为16时,平均减少的映射开销为24.5%; W 为32时,平均减少的开销为33.75%。可见,所设计的面向测试优化的映射方案同时有效地减少了映射开销。

4 结语

本文分析了在给定 SoC 的 IP 核扫描链结构和 NoC 数据带宽的情况下,如何获取各个 IP 核的测试时间;在此基础上,配合优化测试结构,给出测试时间最短的被测 IP 核分组算法;进而基于遗传算法,给出最小开销的 NoC 映射方法,最终获得测试优化的映射结果。通过 ITC'02 测试基准电路的实测,验证了整体方案的有效性。根据现在所做实验电路的核规模来看,测试优化并没影响功能映射,但是如果核数量增加到百个以上,测试优化所带来的开销将可能造成影响,解决方案是协同优化映射和测试,目前正在研究面向众核 SoC 的测试优化的映射方案。

参考文献:

- [1] BJERREGAARD T, MAHADEVAN S A. Survey of research and practices of network on chip[J]. ACM Computing Surveys, 2006, 38(1): 1-51.
- [2] YANG S, LI L, GAO M, *et al.* An energy-and delay-aware mapping method of NoC[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(5): 937-942. (杨盛光, 李丽, 高明伦, 等. 面向能耗和延时的 NoC 映射方法[J]. 电子学报, 2008, 36(5): 937-942.)
- [3] MANDELLI M, OST L, CARARA E, *et al.* Energy-aware dynamic task mapping for NoC-based MPSoCs[C]// Proceedings of 2011 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Piscataway: IEEE, 2011: 1676-1679.
- [4] SEPULVEDA J, STRUM M, WANG J C, *et al.* A multi-objective approach for multi-application NoC mapping[C]// Proceedings of 2011 IEEE Second Latin American Symposium on Circuits and Systems. Piscataway: IEEE, 2011: 1-4.
- [5] WANG L, LING X. Energy-and latency-aware NoC mapping based on chaos discrete particle swarm optimization[C]// Proceedings of the 5th IEEE International Conference on Communications and Mobile Computing. Piscataway: IEEE, 2010: 263-268.
- [6] CHAKRABARTY K. Optimal test access architectures for system-on-a-chip[J]. ACM Transactions on Design Automation of Electronic Systems, 2001, 6(1): 26-49.
- [7] AMORY A M, FERLINI F, LUBASZEWSKI M, *et al.* DFT for the reuse of Networks-on-Chip as test access mechanism[C]// Proceedings of the 25th IEEE VLSI Test Symposium. Piscataway: IEEE, 2007: 435-440.
- [8] AGRAWAL M, RICHTER M, CHAKRABARTY K. A dynamic programming solution for optimizing test delivery in multicore SoCs[C]// Proceedings of the 2012 IEEE International Test Conference. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2012: 1-10.
- [9] TAYAN O. Networks-on-Chip: challenges, trends and mechanisms for enhancements[C]// Proceedings of the 2009 International Conference on Information and Communication Technologies. Piscataway: IEEE, 2009: 57-62.
- [10] ZHANG Y, WU N, GE F. The co-design of test structure and test data transfer mode for 2D-Mesh NoC[C/OL]. [2014-06-20] (2013-10-20). <http://www.engineeringvillage.com/search/doc/detailed.url?pageType=quickSearch&CID=quickSearchDetailedFormat&SEARCHID=9a181d16M83acM4d3fMb62fM5264248B3ed&DOCINDEX=1&docid=null&database=1&displayPagination=yes&format=quickSearchDetailedFormat&dedupResultCount=null>.
- [11] MARINISSEN E J, IYENGAR V, CHAKRABARTY K. A set of benchmarks for modular testing of SoCs[C]// Proceedings of the 2002 International Test Conference. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2002: 519-528.
- [12] LIU C S, SHI J, COTA E, *et al.* Power-aware test scheduling in Network-on-Chip using variable-rate on-chip clocking[C]// Proceedings of the 23rd IEEE VLSI Test Symposium. Piscataway: IEEE, 2005: 349-354.
- [13] HU J, MARCULESCU R. Energy-aware mapping for tile-based NoC architectures under performance constraints[C]// Proceedings of Asia and South Pacific Design Automation Conference. New York: ACM, 2003: 233-239.
- [14] DICK R P, RHODES D L, WOLF W. TGFF: task graphs for free[C]// Proceedings of the 6th International Workshop on Hardware/Software Codesign. Piscataway: IEEE, 1998: 97-101.

(上接第3627页)

- [7] CHAN W P F, de FOUCAULD E, VINCENT P, *et al.* A novel method for synthesizing an automatic matching network and its control unit[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2011, 58(9): 2225-2236.
- [8] CHEN Y, SUN Y, XIAO L, *et al.* The real frequency method of designing broadband antenna impedance matching network[J]. Acta Electronica Sinica, 1997, 25(3): 19-24. (陈铁鸿, 孙琰, 肖良勇, 等. 宽带天线阻抗匹配网络设计中的实频法[J]. 电子学报, 1997, 25(3): 19-24.)
- [9] HAN Y, PERREAULT D J. Analysis and design of high efficiency matching networks[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(5): 1484-1491.
- [10] LIU H, CHENG J, QIAN Y. Algorithm for automatic impedance matching[J]. Computer Engineering, 2009, 35(9): 275-279. (刘汉斐, 程健, 钱玉良. 一种自动阻抗匹配算法[J]. 计算机工程, 2009, 35(9): 275-279.)
- [11] HUANG Y, LIU Q, WEI W, *et al.* Optimal design of a matching network for a broadband antenna[J]. Journal of Microwaves, 2007, 23(5): 11-13. (黄友火, 刘其中, 魏文博, 等. 天线宽带匹配网络的粒子群优化设计[J]. 微波学报, 2007, 23(5): 11-13.)
- [12] XIAO Y, CAO M, LI C, *et al.* Adaptive impedance matching of the PLC based on PSO[J]. Electric Power, 2014, 47(1): 133-137. (肖元强, 曹敏, 李川, 等. 基于 PSO 的低压电力线载波通信阻抗自适应匹配[J]. 中国电力, 2014, 47(1): 133-137.)
- [13] SONG Z, ZHU Y. Design of broadband antenna matching network by minimum mismatch[J]. Journal of Microwaves, 2012, 28(3): 56-60. (宋智, 朱义胜. 最小失配的宽带天线匹配网络设计[J]. 微波学报, 2012, 28(3): 56-60.)
- [14] KENNEDY J, EBERHART R. Particle swarm optimization[C]// Proceedings of the 1995 IEEE International Conference on Neural Networks. Piscataway: IEEE, 1995: 1942-1948.
- [15] GAO Y, XIE S. Chaotic particle swarm algorithm[J]. Computer Science, 2004, 31(8): 13-15. (高鹰, 谢胜利. 混沌粒子群算法[J]. 计算机科学, 2004, 31(8): 13-15.)