

一种新的基于 MQAM 的 PLNC 去噪映射算法

陆鸣越 郭道省 牛和昊

(解放军理工大学通信工程学院 南京 210000)

摘 要 物理层网络编码(Physical Layer Network Coding, PLNC)在高阶幅度和相位调制中存在星座点模糊现象。针对这一问题提出了一种物理层网络编码去噪映射算法。在该算法中,中继节点对接收信号进行星座点重新布局,按一定规律将星座点合并,经过处理后的信号星座点降低了一半,进而下行链路的调制阶数也降低了一半,星座图相邻点之间的欧氏距离变大,系统误码率性能得到提高;且中继节点只需解调-重映射-调制,处理复杂度低。通过计算机仿真验证了该算法的有效性。

关键词 正交幅度调制,物理层网络编码,误码率,复杂度

中图分类号 TN911.2

文献标识码 A

New Physical Layer Network Coding Denoising Mapping Algorithm Based on MQAM

LU Ming-yue GUO Dao-xing NIU He-hao

(College of Communication Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210000, China)

Abstract To overcome the problem of constellation points ambiguity in physical layer network coding (PLNC), this paper proposed a new QAM-based PLNC de-noising mapping scheme. In this scheme, the relay node rearranges the M-QAM constellation mapping, and merges the points of constellation according to a certain rule. Comparing with traditional scheme, this design reduces the number of constellation points nearly a half, which increases the Euclidean distance between adjacent points in the constellation, thus improves the BER performance. In addition, the relay node only needs demodulation-remapping-modulation, which significantly reduces the processing complexity. Simulation results show the effectiveness of our scheme.

Keywords Quadrature amplitude modulation, Physical layer network coding, Bit error rate, Complexity

物理层网络编码的提出彻底颠覆了人们对于无线系统广播特性的认识^[1],其基本思想是:两源节点同时发送信号给中继系统,中继节点对相互叠加的电磁信号进行处理,使得干扰变成网络编码算法操作的一部分。原理如图 1 所示,相比于四时隙的传统路由方案和三时隙的直接网络编码方案,PLNC 实现一次信息的交互只需两个时隙。

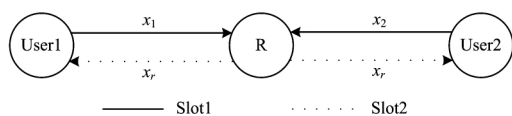


图 1 中继模型

在一般的高阶调制方案中,不同符号对的异或对应一个电磁波叠加信号,使得中继无法从叠加信号中解映射出相应的网络编码符号,称此现象为星座点模糊现象。文献[1]给出了 PLNC 映射的基本要求,并举例规则的 4PAM 进行说明:不同符号对的异或对应一个电磁波叠加信号,这使得中继无法从叠加信号中解映射出相应的网络编码符号。文献[2]针对两端节点到中继不同的信道状态,提出搜索算法自适应地选择最优非规则的 PLNC 映射方式,复杂度相当高,用在中继处会带来较大的处理延时。文献[3]提出一种非规则 MPAM 星座设计来解决模糊问题,但是最优的 PAM 星座映射需要计算机在所有情况中搜索才能得到,实现复杂度高。文献[4]提出一种 M-QAM 去噪映射机制,计算了误比特率

的一个上下界,并且提出了在具体的信道条件和最大误比特率限制下自适应选择最大传输速率来传输信号的方法。文献[5]计算了传输速率与发送功率对误比特率的影响,提出一种自适应算法。文献[7]研究了 MFSK 与 PLNC 相结合的实现方法,因为两源节点的发送信号处于不同的频率上,天然避开了星座点模糊的问题。文献[8]研究了异步条件下的物理层网络编码。之前的 PLNC 方案通常都是假设两源节点使用 BPSK 或 QPSK 的低阶调制方式^[9-10],低阶调制具有实现复杂度低的优点,但是其代价是传输速率有限。目前已有众多无线系统使用高阶调制方式,例如 IEEE802.11n 最高使用 64QAM、IEEE802.11ac 使用 256QAM。文献[12]利用 FQPSK 近似恒包络的特性,研究了 FQPSK 下的 PLNC 与 LDPC 相结合的通信系统。

本文在文献[4]的基础上继续深入研究,研究一种新的去噪映射机制,该映射机制适用于所有 MQAM 调制信号并可用公式清晰准确地进行描述。此映射的独特性在于使下行链路的调制阶数较以往的方案节省了近一半,大大提高了误码率性能,本文在两用户采用不同调制方式的场景下也适用,有很强的适用性。仿真结果证明了本文方法的有效性。

本文第 1 节介绍系统模型;第 2 节给出了一种 MQAM 调制下物理层网络编码和信道编码的联合实施方案;第 3 节对提出的方案进行理论分析;第 4 节进行仿真验证并分析其误码率性能;最后得出结论。

1 系统模型

物理层网络编码系统模型如图 2 所示,其中 $user_1$ 和 $user_2$ 是两个独立的源节点,之间没有直接链路或者直接链路信号微弱可忽略,本文假设通信双方节点是半双工通信模式。 b_1^m 和 b_2^m 分别表示节点 $user_1$ 和 $user_2$ 的比特信息 ($m=1, 2, \dots, K-1$, 下文为简便省略时间序号 m), c_1 和 c_2 分别是经过信道编码后的符号,而 x_1 和 x_2 则分别是调制后的符号,两个源节点在多址接入阶段 (Multiple access, MAC) 同时发送 x_1 和 x_2 到中继节点 R 。假设系统完全同步,信号发射功率归一化为 1,信道为加性高斯白噪声信道,噪声方差为 σ^2 ,双边功率谱密度为 $N_0/2$ 。由于 x_1, x_2 同时被传送,该多址接入信道的输出可以表示为:

$$y = x_1 + x_2 + w_1 \quad (1)$$

其中, y 表示信道的输出, w_1 是噪声项。

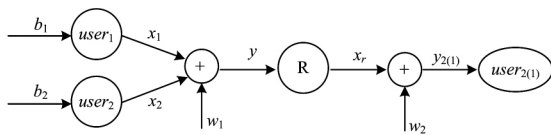


图 2 物理层网络编码系统模型

中继节点 R 收到叠加信号 y 后解调得 c_r , PLNC 映射后得 s_r , 再经过调制得到广播 (Broadcast, BC) 信号 x_r 。在第二阶段, 中继节点 R 将处理得到的信号 x_r 广播到源节点 $user_1$

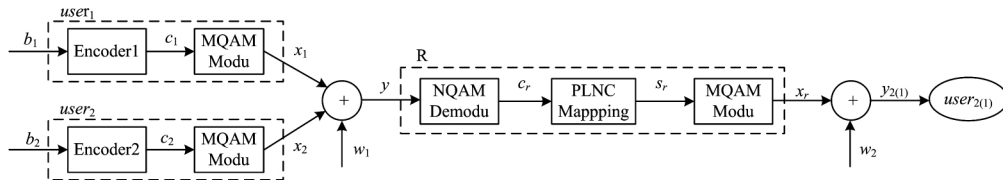


图 3 信道编码联合设计模型

(2) 基于 MQAM 的 PLNC 映射

令 $M(\cdot)$ 表示在 MAC 阶段使用的 MQAM 星座映射, 则用户 1 和用户 2 的发射信号为 $X_1 = M(C_1)$, $X_2 = M(C_2)$ 。对于 MQAM 调制, C_1 和 C_2 均为 L 元数据对, 其中 $L = \sqrt{M}$ 。由于本文的 PLNC 映射是对符号级信号进行处理, 在性能上用格雷映射未必比用二进制直接映射的方案有更大优势, 因此本文中的 MQAM 调制采用二进制直接映射为 L 进制的方案。下面以 MQAM 为例来说明设计过程。

MQAM 星座映射的设计必须结合 PLNC, 保证 MQAM-PLNC 映射函数 G 的存在。文献[1]给出了 PLNC 映射函数 G 存在的条件: 若有 $(C, \odot, M; C \rightarrow X)$, 要使得 $G; c_r \rightarrow s_r$ 存在, 则必须满足对 $\forall c_i, c_j \in C$ 且 $x_i = M(c_i)$, $x_j = M(c_j)$, 如果有 $c_i \odot c_j = s_r$, 则 $G(x_i + x_j) = s_r$, 即 $G(M(c_i) + M(c_j)) = s_r$ 。其中 C 为信源符号集合, X 为调制后的信号集合, $c_r = c_i + c_j$ 是 $x_i + x_j$ 解调后的符号集合, $\odot$ 是 PLNC 映射运算符。

和 $user_2$, 源节点根据自身的信息通过网络编码逆运算, 将对方信号恢复出来, 至此完成两用户的信息交换。

2 基于 MQAM 的物理层网络编码与信道编码联合设计模型

如图 3 所示, 本文基于信道编码, 设计了一种新的通用 QAM 与物理层网络编码的联合实施方案, 该方案中的下行链路的调制阶数与已有的物理层网络编码方法相比减小了近一半。本节的内容分成两个部分: 1) 信道编码的设计; 2) 基于 MQAM 的 PLNC 映射。

(1) 信道编码的设计。

设 $f_1(b_1)$ 和 $f_2(b_2)$ 分别表示用户 1 和用户 2 采用的信道编码方式, 根据文献[8]可知 PLNC 的性能上界取决于 $f_1(b_1)$ 和 $f_2(b_2)$ 中较差的一支, 为了简单起见, 本文假设两个用户采用相同的信道编码方式, 用 $f(b)$ 表示。被广泛应用于实际的无线信道编码有卷积码、Turbo 码、LDPC 码等, 本文采用卷积码作为信道编码方式。假设 $B_i = (b_i^0, b_i^1, \dots, b_i^{K-1})$ 表示用户 i 发送的数据包, 其中 $i=1, 2$ 。用户 1 和用户 2 使用相同的卷积编码方式, 用 f 表示卷积编码的映射函数, f^{-1} 表示卷积解码的映射函数。 $C_i = (c_i^0, c_i^1, \dots, c_i^{N-1})$ 表示卷积编码后的码字, 长度为 N , 则码率为 $Rate = K/N$, 于是有 $C_i = f(B_i)$, $B_i = f^{-1}(C_i)$ 。

由于 MQAM 是两路同相和正交 LPAM 信号的叠加, 因此只需考虑 MQAM 同相 LPAM 调制星座映射的设计使得对应的 PLNC 映射函数 G 存在, 这样 MQAM 调制所对应的 MQAM-PLNC 映射函数 G 也就存在, 下面给出引理 1。

引理 1^[4] 对于 L-PAM 调制, 唯一可解 PLNC 映射的充分必要条件是: 叠加信号星座图的任意 L 个连续的星座点可映射到不同的符号上。

引理 1 验证了一般的 LPAM 满足 PLNC 映射函数 G 存在的必要条件。表 1 列出了 PLNC 采用 MQAM 调制-解调-重映射方案的结果, 其中 $x_1 + x_2$ 表示中继节点收到的叠加的同相信号, $s_r = G(c_1, c_2)$ 表示 PLNC 映射之后的符号, 对应 PLNC 映射函数 G , $M_{R,L}(s_r)$ 表示 s_r 的 LPAM 调制信号。表 2 列出了两用户节点采用不同的 QAM 调制方案时的 PLNC 重映射方案。

表 1 PLNC 采用 MQAM 调制-解调-重映射方案

$x_1 + x_2$	$-2L+2$	$-2L+4$	$-2L+6$	$\dots$	0	2	$\dots$	$2L-6$	$2L-4$	$2L-2$
(c_1, c_2)	(0,0)	(0,1)	(0,2)		(0, L-1)	(1, L-1)		(L-3, L-1)	(L-2, L-1)	(L-1, L-1)
		(1,0)	(1,1)		(1, L-2)	(2, L-2)		(L-2, L-2)	(L-1, L-2)	
			(2,0)	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	(L-1, L-3)		
					(L-2, 1)	(L-2, 2)				
					(L-1, 0)	(L-1, 1)				
$s_r = G(c_1, c_2)$	0	1	2	$\dots$	L-1	0	$\dots$	L-4	L-3	L-2
$M_{R,L}(s_r)$	$-2L+2$	$-2L+6$	$-2L+10$	$\dots$	$2L-2$	$-2L+2$	$\dots$	$2L-14$	$2L-10$	$2L-6$

表 2 两用户采用不同的 QAM 调制方案时的 PNC 映射方案

$x_1 + x_2$	(c_1, c_2)				s_r
-10	(0,0)				0
-8	(0,1)	(1,0)			1
-6	(0,2)	(1,1)	(2,0)		2
-4	(0,3)	(1,2)	(2,1)	(3,0)	3
-2	(0,4)	(1,3)	(2,2)	(3,1)	4
0	(0,5)	(1,4)	(2,3)	(3,2)	5
2	(0,6)	(1,5)	(2,4)	(3,3)	6
4	(0,7)	(1,6)	(2,5)	(3,4)	7
6	(1,7)	(1,7)	(2,6)	(3,5)	0
8	(2,7)	(3,6)			1
10	(3,7)				2

下面对中继节点以及接受端在 MAC 与 BC 阶段的具体操作进行说明。

(1) MAC 阶段

中继节点接收到叠加信号 y 后,首先进行解调,由表 1 可知,若用户节点采用 M 进制 QAM 调制方案,则中继节点收到的信号相当于 $N=(2L-1)^2$ 进制的 QAM,即同相支路相当于 $H=2L-1$ 进制的 PAM。根据欧氏距离最小准则,可解调 H-PAM 得 c_r 。

接着,根据式(2)中的映射函数 G 计算出 PLNC 映射后的码字 s_r 。

$$s_r = c_1 \odot c_2 = G(c_r) = (c_1 + c_2) \bmod L \quad (2)$$

最后对符号 s_r 进行 L-PAM 调制得调制信号 x_r 。

(2) BC 阶段

由于两源节点的对称性,在此以用户 2 为例展开说明。

节点 2 对接收到的信号 y_2 进行 L-PAM 解调估计出 $\hat{s}_r$ 。

接着,用户 2 根据自身信息 c_2 对符号级信号 $\hat{s}_r$ 进行解 PLNC 映射以估计出用户 1 的信号 $\hat{c}_1$,如式(3)所示:

$$\hat{c}_1 = (\hat{s}_r - c_2) \bmod L \quad (3)$$

最后,对 $\hat{c}_1$ 进行卷积译码得到实际的比特信息。

3 仿真结果

本节将本文方案与简单去噪转发方案作对比;该比较方案中的中继不做 PNC 重映射,直接对电磁波叠加信号(电磁波叠加即一种简单的 PNC 映射)进行去噪处理,下面具体介绍去噪转发方案。

中继接收到信号 $y = x_1 + x_2 + w_1$,去噪映射之后发送信号同相支路星座点为 $\{-2L+2, -2L+4, \dots, 2L-4, 2L-2\}$ 。下行链路近似 NQAM, $N=(2L-1)^2$;若两用户调制方式为 16QAM,则源节点接收到的信号近似一个 49QAM,而本文方案中源节点接收到的信号仍然是一个 16QAM;随着用户调制阶数的增大,终端接收信号的调制阶数呈指数增长。由此可见本文方案的终端处理复杂度远小于比较方案,如表 3 所列。

表 3 本文方案与比较方案的下行链路调制阶数

用户调制阶数	16	64
本文方案	16	64
比较方案	49	225

再看误码率性能,同等发送能量下,本文方案中下行链路的星座点之间的距离是比较方案的两倍,因此相同信噪比条件下,本文方案的误码率性能优于比较方案。

图 4 示出了未编码情况下本文方案与比较方案的误比特

性能,实线代表比较方案,虚线代表本文方案。从图 4 中可看出本文方案的误码率性能好于比较方案,验证了上文的猜测。

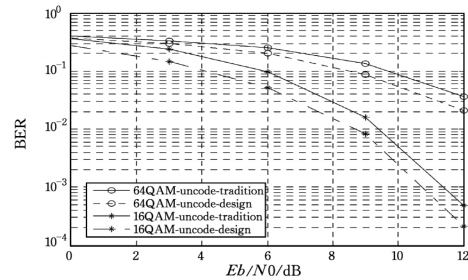


图 4 未编码情况下本文方案与比较方案的误比特性能

比较基于信道编码的联合设计方案与基于信道编码的比较方案的误码率性能,采用码率 1/2 的卷积码,生成多项式 (23,33),约束长度为 7,译码算法采用硬判决 Viterbi 算法。仿真结果如图 5 所示。由图 5 可知,信道编码提高了 MQAM-PLNC 方案的误码率性能。

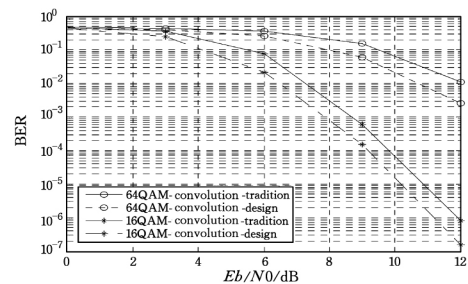


图 5 (23,33)卷积码下本文方案与比较方案的误比特性能

结束语 本文提出了一种调制、信道编码与物理层网络编码的联合设计方案,该方案中的中继节点对接收数据去噪后重新安排 MQAM 调制的星座映射,使得下行广播链路的调制阶数减小,星座点距离增大,误码率性能得到提升。此外,本文方案中的中继节点只需解调-重映射-调制,处理的复杂度大大降低。仿真结果验证了该方案的有效性。

参考文献

- [1] ZHANG S, LIEW S, LAM P. Physical-layer Network Coding [C]//Proc of MobiCom'06, California, 2006; 358-365.
- [2] AKINO T K, POPOVSKI P, TAROKH V. Optimized constellations for two-way wireless relaying with physical network coding[J]. IEEE J. Sel. Areas Commun., 2009, 27(5): 773-787.
- [3] YANG H J, CHOI Y, CHUN J. Modified high-order PAMs for binary coded physical-layer network coding[J]. IEEE Commun. Lett., 2010, 14(8): 689-691.
- [4] WANG S, SONG Q, GUO L, et al. Constellation mapping for physical-layer network coding with M-QAM modulation[C]//Proc. IEEE GLOBECOM, 2012; 4429-4434.
- [5] WANG F, SONG Q, WANG S, et al. Rate and power adaptation for physical-layer network coding with M-QAM modulation[C]//Proc. IEEE ICC, 2014; 5508-5513.
- [6] CHANG R Y, LIN S J, CHUNG W H. Symbol and bit mapping optimization for physical-layer network coding with pulse amplitude modulation[J]. IEEE Trans. Wireless Commun., 2013, 12(8): 3956-3967.
- [7] YU Q Y, ZHANG D Y, CHEN H H, et al. Physical-Layer Network Coding Systems With MFSK Modulation[J]. IEEE Trans.

Veh. Tech., 2016, 65(1): 204-216.

- [8] WANG D, FU S L, LU K J. Channel coding design to support asynchronous physical layer network coding [C] // Proc 28th IEEE Conference on Global Telecommunications, USA, IEEE, 2009: 3267-3272.
- [9] ZHANG S L, LIEW S C. Channel Coding and Decoding in a Relay System Operated with Physical-Layer Network Coding [J]. IEEE J. Sel. Areas Commun., 2009, 27(5): 788-796.
- [10] WIIBBEN D, LANG Y D. Generalized Sum-Product Algorithm

for Joint Channel Decoding and Physical-Layer Network Coding in Two-Way Relay System [C] // Global Communications Conference, 2010, Florida, USA, 2010: 1-5.

- [11] NAMBOODIRI V, RANJAN B S. Physical Layer Network Coding for Two-Way Relaying with QAM and Latin Squares [C] // Global Communications Conference, IEEE, 2012: 2286-2292.
- [12] QIN J, YANG Z, JIAO J, et al. On Symbol Mapping for FQPSK Modulation Enabled Physical-layer Network Coding [C] // IEEE WCNC, 2013.

(上接第 265 页)

综合投资、安全和可靠性等各种因素后,决定采用方案 3 作为网络实现方案,经过改造后的网络流量如下:

$$c_{\text{总}} = a + L_{\text{总}} \quad (4)$$

$$c_{\text{分}} = a + L_{\text{分}} \quad (5)$$

$$c_{\text{交}} = a * \beta * S_j + L_{\text{交}} \quad (6)$$

其中, β 为组播复制相关系数,相关交换机是组播树的最后一个分叉点时才对组播数据包进行复制, β 就是指交换机是最后一个分叉点的概率^[5-7]。

由上述 3 个公式可以看出,网络的流量已经显著降低。

在采取方案 3 后,总部出口路由器具体的网络流量改造前后对比如表 7 所列。

表 7 改造前后总部出口路由器流量对比

用户数	总部路由器 出口带宽/ Gb/s	某分部路由器 出口带宽/ Gb/s	某分部汇聚 交换机上行带宽/ Gb/s
30000	58.4	4.6	2.7
30000(改造后)	15.3	1.3	0.8

改造后总部出口路由器的流量已经明显降低。由于采取了 MPLS VPN 技术,企业的视频业务得到了 QoS 保障,从总部到分部的时延在运营商的网络高峰期已经正常,具体对比如表 8 所列。

表 8 改造前后总部到某分部的时延对比

时间/ms	00:00— 04:00	04:00— 08:00	08:00— 12:00	12:00— 16:00	16:00— 20:00	20:00— 24:00
时延/ms	30	26	35	48	85	94
时延 (改造后)	27	24	26	28	29	29

采用方案 3 后,企业的流量拥塞和传输时延较大的问题得到了有效的解决。

结束语 随着因特网的飞速发展,视频点播业务成为当前用户的热点业务,组播技术可以有效地减少网络流量^[8],提高网络传输效率,MSDP 协议可以满足跨域组播的实现,MPLS VPN 技术保障了在因特网上传输数据的安全性和可靠性。本文通过 MSDP 组播和 MPLS VPN 技术实现了某企业的跨域组播的网络设计,提高了企业的网络可靠性和安全性,降低了关键业务的网络时延,使企业的工作效率得到进一步提高,而且节省了企业的投资,为类似企业采用组播技术提供了参考方案。

IPv6 和移动网络应用^[9]是不可逆转的大趋势,上述方案暂时还不支持 IPv6 和移动网络^[10],方案还需要进一步优化,要能适用于 IPv6 和移动网络,上述方案还不能有效地控制组播数据包的 UDP 传输时延,这也是下一步的研究方向^[14-16]。

参 考 文 献

- [1] WILLIAMSON B. IP 组播网络的设计与部署 [M]. 北京:人民邮电出版社, 2011: 476-482.
- [2] COMER D E. 用 TCP/IP 进行网络互连(第二卷) [M]. 北京:电子工业出版社, 2009: 149-157.
- [3] 谢希仁. 计算机网络(第六版) [M]. 北京:电子工业出版社, 2013: 169-176.
- [4] 刘莹. Internet 组播体系结构 [M]. 北京:科学出版社, 2008: 100-105.
- [5] 程春玲. 一种支持组播的 SNMPv3 改进模型 [J]. 计算机科学, 2012, 39(4): 89-93.
- [6] ZHAO Q L, TSANG D H K, SAKURAI T. Modeling Nonsaturated IEEE 802.11 DCF Networks Utilizing an Arbitrary Buffer Size [J]. Transactions on Mobile Computing, 2010, 9(8): 1-15.
- [7] PRAKASH G, THANGERAJ P. Throughput Analysis of IEEE 802.11b WLAN Under a Nonsaturated Condition [C] // IEEE International Test Conference, Marriott AUSTIN, 2010: 65-69.
- [8] LIU T H, LIAO W J. Multicast routing in multi-Radio Multi-Channel wireless mesh networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(10): 3031-3039.
- [9] DULAIMI A A, RAWESHIDY A H, COSMAS J, et al. Cognitive mesh networks [J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2010, 5(3): 54-60.
- [10] PEI T R, ZHAO Z, ZENG W L, et al. A cognitive improved hierarchical AODV routing protocol for cognitive wireless mesh network [J]. Information Technology Journal, 2011, 10(2): 376-384.
- [11] GUO J W, ZHOU X W, MIAO X N, et al. Secure minimum-energy multicast tree based on trust mechanism for cognitive radio networks [J]. Wireless personal Communications, 2011, 62(9): 1-19.
- [12] XIE L M, JIA X H, ZHOU K X. QoS multicast routing in cognitive radio ad hoc networks [J]. International Journal of Communication Systems, 2012, 25(1): 30-46.
- [13] TELATER I E. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels [J]. European on Telecommunications, 1999, 10(6): 585-595.
- [14] ZHENG L Z, TSE D N C. Diversity and Multiplexing: A Fundamental tradeoff in Multiple Antenna Channels [J]. IEEE Trans. on Inform Theory, 2003, 49(5): 1073-1096.
- [15] SHIAH C Y, YEN Y S. Compression of Chinese Document Images by Complex Shape Matching [J]. The Computer Journal, 2013, 56(11): 1292-1304.
- [16] YEN Y S, HSIAO W T, HSU H M, et al. An M-Taiwan experience on mobile WiMAX [J]. International Journal of Autonomous and Adaptive Communications Systems, 2011, 4(3): 252-270.