



基于频率优化的无线网络互调干扰抑制算法

胡志东, 曾伟超, 唐焯宜

(中国移动通信集团广东有限公司 广州 510623)

摘要:详细分析了5阶互调干扰形成的一般机理,提出了一种降低无线网络互调干扰的频率优化算法:当小区频率组合满足 $935 \times 10^6 \leq f_{\min} < f_{\max} \leq 954 \times 10^6$ Hz,且最大频点号与最小频点号之差小于65时,该小区不可能出现由于频率组合所导致的5阶互调干扰。本方法从源头上规避了频率组合不当所导致的互调干扰,为无线网络互调干扰整治提出了新思路。

关键词:五阶互调;干扰;频率优化

doi: 10.3969/j.issn.1000-0801.2013.08.026

An Algorithm for Inter-Modulation Interference Suppression Based on Frequency Optimization

Hu Zhidong, Zeng Weichao, Tang Zhuoyi

(China Mobile Group Guangdong Co., Ltd., Guangzhou 510623, China)

Abstract: The mechanism of the fifth-order inter-modulation was discussed, and a frequency optimization algorithm for reducing the network inter-modulation interference was proposed. The inter-modulation interference produced by frequency combination can be suppressed when the TCH frequencies combination of the cell meets the following requirement: $935 \times 10^6 \leq f_{\min} < f_{\max} \leq 954 \times 10^6$ Hz, and the difference between the maximum number and minimum number of frequency points is less than 65. This method can suppress the inter-modulation interference from the source, and provides an innovative idea for inter-modulation interference optimization.

Key words: fifth-order inter-modulation, interference, frequency optimization

1 引言

广东省无线网络互调干扰严重,据统计分析,省内接近30%的上行干扰均由互调干扰所引起。互调干扰造成上行信号质差、用户投诉等,严重影响网络质量。造成现网互调干扰的原因大致可以分为两类,一类是由于天馈器件及室分器件指标不达标,产生反射互调干扰;另一类是由于频率规划不当,所生成的互调分量落入上行频段,从而产生互调干扰。

对于GSM系统来说,由下行信号产生的互调分量中

3阶分量并没有落到上行的频段内,但是5阶分量却大量落到上行频段内,至于7阶和9阶分量由于其强度已衰减过大,在考虑对上行信号的干扰时可以忽略不计,因此对于GSM 900 MHz系统来说,互调干扰主要来自于5阶互调分量。

本文提出一种降低无线网络5阶互调干扰的频率优化方法,通过对频率组合的优化,不但可以降低由于硬件造成的互调干扰,而且可以有效地从源头上规避互调干扰,从而大大提高了网络优化效率以及网络运行性能。



2 5 阶互调干扰

2.1 5 阶互调干扰形成的一般机理

当两个以上不同频率的信号作用于一个非线性电路时,将互相调制,产生新频率信号输出,如果该频率正好落在接收机工作信道带宽内,则构成对该接收机的干扰,这种干扰被称为互调干扰。随着系统载波的增加,低品质器件对网络造成的互调干扰日趋严重。通信系统中的无源互调干扰来自于两种无源非线性,即无源接触非线性和无源材料非线性,无源非线性将使射频信号产生大量的谐波信号,通常所说的 3 阶、5 阶、7 阶互调产物都是由于射频电路无源器件的非线性引起的互调谐波。

设 GSM 载波信号为:

$$A \cos(\omega t) \quad (1)$$

其中 $\omega=2\pi f$, f 为载波调制频率, A 为载波输出功率。

假设一小区有 n 个载频,分别为 $f_1, f_2, \dots, f_n$, 其对应输入信号为:

$$v_{in}=A_1\cos(\omega_1t)+A_2\cos(\omega_2t)+\dots+A_n\cos(\omega_nt) \quad (2)$$

为方便计算,使用欧拉公式将 $A \cos(\omega t)$ 转换为:

$$A \times \frac{1}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \quad (3)$$

则对应的输入信号转变为:

$$v_{in}=\frac{A_1}{2}(e^{j\omega_1t}+e^{-j\omega_1t})+\frac{A_2}{2}(e^{j\omega_2t}+e^{-j\omega_2t})+\dots+\frac{A_n}{2}(e^{j\omega_nt}+e^{-j\omega_nt}) \quad (4)$$

对载频输入信号进行泰勒级数展开,得出其非线性互调产物为:

$$v_{out}=a_0+a_1v_{in}+a_2v_{in}^2+a_3v_{in}^3+a_4v_{in}^4+a_5v_{in}^5+a_6v_{in}^6+a_7v_{in}^7\cdots \quad (5)$$

其中对应的 3 阶互调产物为:

$$v_3=a_3v_{in}^3=a_3\left(\frac{A_1}{2}(e^{j\omega_1t}+e^{-j\omega_1t})+\frac{A_2}{2}(e^{j\omega_2t}+e^{-j\omega_2t})+\dots+\frac{A_n}{2}(e^{j\omega_nt}+e^{-j\omega_nt})\right)^3 \quad (6)$$

对应的 5 阶互调产物为:

$$v_5=a_5v_{in}^5=a_5\left(\frac{A_1}{2}(e^{j\omega_1t}+e^{-j\omega_1t})+\frac{A_2}{2}(e^{j\omega_2t}+e^{-j\omega_2t})+\dots+\frac{A_n}{2}(e^{j\omega_nt}+e^{-j\omega_nt})\right)^5 \quad (7)$$

根据多项式定理,有:

$$(a+b+c+d+e+f)=\sum_{p+q+r+s+t+u=n} \frac{n!}{p!q!r!s!t!u!} a^p b^q c^r d^s e^t f^u \quad (8)$$

其中 $0 \leq p \leq n, 0 \leq q \leq n, 0 \leq r \leq n, 0 \leq s \leq n, 0 \leq t \leq n,$

$0 \leq u \leq n, \sum$ 是指对所有 $p+q+r+s+t+u=n$ 的数组进行求和。

对 5 阶互调产物进行多项式分解,得到:

$$v_5=a_5 \sum_{p_1+p_2+p_3+p_4+\dots+p_{2n}=n} \frac{n!}{p_1!p_2!p_3!p_4!\dots p_{2n}!} \left(\frac{A_1}{2}\right)^{p_1+p_2} \left(\frac{A_2}{2}\right)^{p_3+p_4} \dots \left(\frac{A_n}{2}\right)^{p_{2n-1}+p_{2n}} e^{j(p_1\omega_1-p_2\omega_1+p_3\omega_2-p_4\omega_2+\dots+p_{n-1}\omega_n-p_n\omega_n)t} \quad (9)$$

将取实部得出 5 阶互调产物:

$$\text{Re}(v_5)=a_5 \sum_{p_1+p_2+p_3+p_4+\dots+p_{2n}=n} \frac{n!}{p_1!p_2!p_3!p_4!\dots p_{2n}!} \left(\frac{A_1}{2}\right)^{p_1+p_2} \left(\frac{A_2}{2}\right)^{p_3+p_4} \dots \left(\frac{A_n}{2}\right)^{p_{2n-1}+p_{2n}} \cos((p_1\omega_1-p_2\omega_1+p_3\omega_2-p_4\omega_2+\dots+p_{n-1}\omega_n-p_n\omega_n)t) \quad (10)$$

2.2 5 阶互调干扰的成因

在移动通信系统中,5 阶互调干扰主要有如下 3 种形成原因:

- 干扰信号进入发射机末级的功率放大器,由于功率放大器具有非线性,干扰信号与有用信号之间产生互调,形成互调产物,并且和有用信号一起发射,造成干扰,称为发射机互调;
- 处于互调关系中的两个或者两个以上的无线电信号被接收机接收后,由于接收机中高频放大器和混频器等非线性,产生互调产物,落在接收频带范围内,形成干扰,称为接收机互调;
- 在移动通信系统中,除了发射机和接收机等无源器件外,还大量使用各种无源器件,如天线、滤波器、耦合器、合路器、连接器和同轴线缆等,这些无源器件的非线性产生的互调干扰统称为无源互调。

2.3 5 阶互调干扰的危害

- 对发射机的危害:当发射机调试好后,它的工作频率 f_0 处在输出电路的最佳谐振点上,这时电路的电流应是最小。而互调产物使电路工作失谐,元件发热严重,大大增加发射机的故障率,减少其寿命。
- 降低有效功率:一般来说,发射机的功率测量采用直通功率计,有一定的带宽(有的带宽达到 1 000 MHz),由于功率是频谱能量的积分,所以直通功率计测出来的功率是有效主频功率和无用的互调产物功率总和。如功率计显示 100 W,有可能实际上主频 f_0 的功率仅有 80 W。其余 20 W 是互调产物的功率以及杂波分量功率。

- 畸变主频 f_0 的频谱: 主频频谱畸变后, 由接收到的射频信号解调出的数据, 其相位将发生严重的抖动, 从而产生误码, 结果是大大减少了系统覆盖的范围。
- 干扰空间电波秩序: 互调产物也是由发射机发出的射频能量信号, 该信号与另一台发射机再次互调, 还会产生另一个互调产物。所以, 在发射机多的基站上空, 有很多无序频谱能量, 从而导致信号底噪抬升。

3 降低 5 阶互调干扰的频率组合优化算法

根据 5 阶互调干扰形成的机理, 对 5 阶互调产物的实部进行频域分析, 得到 V5 对应的频带为:

$$W_{\text{IMS}} = (p_1\omega_1 - p_2\omega_1 + p_3\omega_2 - p_4\omega_2 + \dots + p_{2n-1}\omega_n - p_{2n}\omega_n) \quad (11)$$

其中 $0 \leq p_1 \leq n, 0 \leq p_2 \leq n, \dots, 0 \leq p_{2n} \leq n$, 并且 $p_1 + p_2 + p_3 + \dots + p_{2n} = n$ 。

基于以上分析, 对 GSM 900 MHz 的小区, 下行频率为 935~954 MHz, 上行频率为 890~909 MHz, 假设该小区存在 5 个载波, 频率分别为 f_1, f_2, f_3, f_4, f_5 , 且 $935 \times 10^6 \leq f_1 < f_2 < f_3 < f_4 < f_5 \leq 954 \times 10^6$ Hz, 若该小区存在 5 阶互调干扰, 则 $890 \times 10^6 \leq f_{\text{IMS}} \leq 909 \times 10^6$ Hz 必定存在以下几种组合。

(1) 使 $f_{\text{IMS}_1} = f_1 + f_2 + f_3 - f_4 - f_5 = f_3 + (f_1 + f_2 - f_4 - f_5) \leq 909 \times 10^6$ Hz

要令 f_{IMS_1} 落入上行频带, $(f_1 + f_2 - f_4 - f_5) \leq 909 \times 10^6 - f_3$, 则 $(f_1 + f_2 - f_4 - f_5) < (909 - 935) \times 10^6$ Hz, 即 $(f_1 + f_2 - f_4 - f_5) < -26 \times 10^6$ Hz。

因为 $f_1 - f_5 < f_2 - f_4$, 所以 $2(f_1 - f_5) < (f_1 + f_2 - f_4 - f_5) < -26 \times 10^6$, 当 $(f_1 - f_5) < -13 \times 10^6$ Hz 时, 可能会出现 $f_{\text{IMS}_1} \leq 909 \times 10^6$ Hz。

对应分量为:

$$\begin{aligned} & \frac{5!}{1! 0! 1! 0! 1! 0! 0! 1! 0! 1!} \left(\frac{A_1}{2}\right)^{1+0} \left(\frac{A_2}{2}\right)^{1+0} \left(\frac{A_3}{2}\right)^{1+0} \\ & \left(\frac{A_4}{2}\right)^{0+1} \left(\frac{A_5}{2}\right)^{0+1} \cos((\omega_1 + \omega_2 + \omega_3 - \omega_4 - \omega_5)t) a_5 = 120 \left(\frac{A_1}{2}\right)^{1+0} \\ & \left(\frac{A_2}{2}\right)^{1+0} \left(\frac{A_3}{2}\right)^{1+0} \left(\frac{A_4}{2}\right)^{0+1} \left(\frac{A_5}{2}\right)^{0+1} \cos((\omega_1 + \omega_2 + \omega_3 - \omega_4 - \omega_5)t) a_5 \end{aligned} \quad (12)$$

(2) 使 $f_{\text{IMS}_2} = 2f_1 + f_3 - 2f_5 = f_3 + 2(f_1 - f_5) \leq 909 \times 10^6$ Hz

要令 f_{IMS_2} 落入上行频带, $2(f_1 - f_5) \leq 909 \times 10^6 - f_3$, 则 $2(f_1 - f_5) < (909 - 935) \times 10^6$ Hz, 即 $2(f_1 - f_5) < -26 \times 10^6$ Hz, 当 $(f_1 - f_5) < -13 \times 10^6$ Hz 时, 可能会出现 $f_{\text{IMS}_2} < 909 \times 10^6$ Hz。

对应分量为:

$$\begin{aligned} & \frac{5!}{2! 0! 0! 0! 1! 0! 0! 0! 0! 2!} \left(\frac{A_1}{2}\right)^{2+0} \left(\frac{A_2}{2}\right)^{0+0} \left(\frac{A_3}{2}\right)^{1+0} \\ & \left(\frac{A_4}{2}\right)^{0+0} \left(\frac{A_5}{2}\right)^{0+2} \cos((2\omega_1 + \omega_3 - 2\omega_5)t) a_5 = 30 \left(\frac{A_1}{2}\right)^{2+0} \left(\frac{A_2}{2}\right)^{0+0} \end{aligned}$$

$$\left(\frac{A_3}{2}\right)^{1+0} \left(\frac{A_4}{2}\right)^{0+0} \left(\frac{A_5}{2}\right)^{0+2} \cos((2\omega_1 + \omega_3 - 2\omega_5)t) a_5 \quad (13)$$

(3) 使 $f_{\text{IMS}_3} = 2f_1 + f_3 - f_4 - f_5 = f_3 - f_5 - f_5 \leq 909 \times 10^6$ Hz

要令 f_{IMS_3} 落入上行频带, $2f_1 - f_4 - f_5 \leq 909 \times 10^6 - f_3$, 则 $2(f_1 - f_5) < (2f_1 - f_4 - f_5) < (909 - 935) \times 10^6$ Hz, 即 $2f_1 - f_5 < -26 \times 10^6$ Hz, 当 $2f_1 - f_5 < -13 \times 10^6$ Hz 时, 可能会出现 $f_{\text{IMS}_3} \leq 909 \times 10^6$ Hz。

对应分量为:

$$\begin{aligned} & \frac{5!}{2! 0! 0! 0! 1! 0! 0! 1! 0! 1!} \left(\frac{A_1}{2}\right)^{2+0} \left(\frac{A_2}{2}\right)^{0+0} \left(\frac{A_3}{2}\right)^{1+0} \\ & \left(\frac{A_4}{2}\right)^{0+1} \left(\frac{A_5}{2}\right)^{0+1} \cos((2\omega_1 + \omega_3 - 2\omega_5)t) a_5 = 60 \left(\frac{A_1}{2}\right)^{2+0} \left(\frac{A_2}{2}\right)^{0+0} \\ & \left(\frac{A_3}{2}\right)^{1+0} \left(\frac{A_4}{2}\right)^{0+1} \left(\frac{A_5}{2}\right)^{0+1} \cos((2\omega_1 + \omega_3 - 2\omega_5)t) a_5 \end{aligned} \quad (14)$$

(4) 使 $f_{\text{IMS}_4} = 3f_1 - 2f_5 = f_1 + 2(f_1 - f_5) \leq 909 \times 10^6$ Hz

要令 f_{IMS_4} 落入上行频带, $2(f_1 - f_5) \leq 909 \times 10^6 - f_1$, 则 $2(f_1 - f_5) \leq (909 - 935) \times 10^6$ Hz, 即 $2(f_1 - f_5) \leq -26 \times 10^6$ Hz, 当 $(f_1 - f_5) \leq -13 \times 10^6$ Hz 时, 可能会出现 $f_{\text{IMS}_4} \leq 909 \times 10^6$ Hz。

对应分量为:

$$\begin{aligned} & \frac{5!}{3! 0! 0! 0! 0! 0! 0! 0! 0! 2!} \left(\frac{A_1}{2}\right)^{3+0} \left(\frac{A_2}{2}\right)^{0+0} \left(\frac{A_3}{2}\right)^{0+0} \\ & \left(\frac{A_4}{2}\right)^{0+0} \left(\frac{A_5}{2}\right)^{0+0} \cos((3\omega_1 - 2\omega_5)t) a_5 = 10 \left(\frac{A_1}{2}\right)^{3+0} \left(\frac{A_2}{2}\right)^{0+0} \\ & \left(\frac{A_3}{2}\right)^{0+0} \left(\frac{A_4}{2}\right)^{0+0} \left(\frac{A_5}{2}\right)^{0+2} \cos((3\omega_1 - 2\omega_5)t) a_5 \end{aligned} \quad (15)$$

(5) 使 $f_{\text{IMS}_5} = 3f_1 - f_4 - f_5 \leq 909 \times 10^6$ Hz。

要令 f_{IMS_5} 落入上行频带, $2f_1 - f_4 - f_5 \leq 909 \times 10^6 - f_1$, 则 $2(f_1 - f_5) < 2f_1 - f_4 - f_5 \leq (909 - 935) \times 10^6$ Hz, 即 $2(f_1 - f_5) \leq -26 \times 10^6$ Hz, 当 $(f_1 - f_5) \leq -13 \times 10^6$ Hz 时, 可能会出现 $f_{\text{IMS}_5} \leq 909 \times 10^6$ Hz。

对应分量为:

$$\begin{aligned} & \frac{5!}{3! 0! 0! 0! 0! 0! 0! 1! 0! 1!} \left(\frac{A_1}{2}\right)^{3+0} \left(\frac{A_2}{2}\right)^{0+0} \left(\frac{A_3}{2}\right)^{0+0} \\ & \left(\frac{A_4}{2}\right)^{0+0} \left(\frac{A_5}{2}\right)^{0+1} \cos((3\omega_1 - \omega_4 - \omega_5)t) a_5 = 20 \left(\frac{A_1}{2}\right)^{3+0} \left(\frac{A_2}{2}\right)^{0+0} \\ & \left(\frac{A_3}{2}\right)^{0+0} \left(\frac{A_4}{2}\right)^{0+1} \left(\frac{A_5}{2}\right)^{0+1} \cos((3\omega_1 - \omega_4 - \omega_5)t) a_5 \end{aligned} \quad (16)$$

综上, 当 $(f_1 - f_5) \leq -13 \times 10^6$ Hz, 即 $(f_5 - f_1) \geq -13 \times 10^6$ Hz 时, 可能在 GSM 900 MHz 出现 5 阶互调干扰, 即当小区所用频率组中, 最大频点号与最小频点号之差大于 65 时, 则有可能导致上行互调干扰。当满足 $935 \times 10^6 \leq f_{\text{min}} < f_{\text{max}} \leq 954 \times 10^6$ Hz, 且最大频点号与最小频点号之差小于 65 时, 则该小区不可能出现由于频率组合所导致的 5 阶互调干扰。



4 算法实施

根据以上分析,在佛山 48 个室分站点进行评估,并将该部分小区内最大频点与最小频点之差控制在 65 以内,对 48 个小区开展频率优化。表 1 为优化前后所有小区的效果汇总。

表 1 方案实施前后所有小区效果对比

上行质差比例		下行干扰比例		上行干扰比例	
调整前	调整后	调整前	调整后	调整前	调整后
4.66%	2.30%	0.77%	0.68%	32.88%	11.67%

5 结束语

在移动通信系统中,随着站点建设密度越来越密,频率复用度越来越高,发生频率规划不当导致的互调干扰概

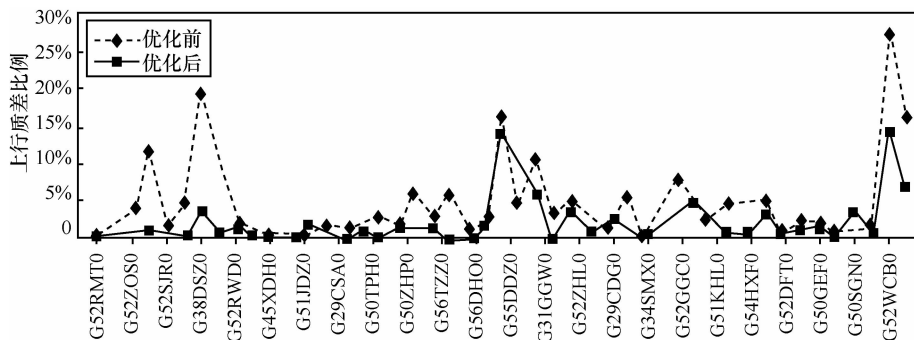


图 1 方案实施前后部分小区上行质差对比

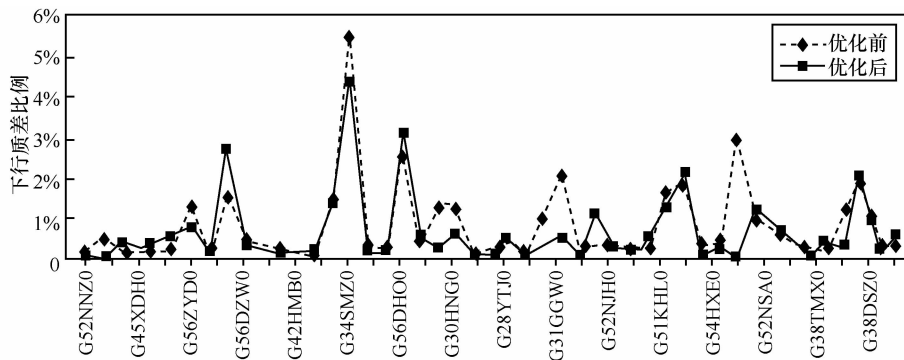


图 2 方案实施前后部分小区下行质差对比

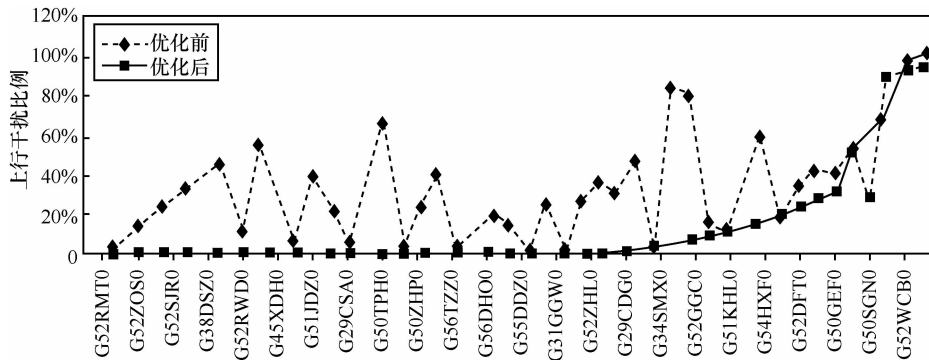


图 3 方案实施前后部分小区上行干扰对比

率也越来越高,严重影响无线网络质量。本项目研究并提出了一种降低无线网络互调干扰的频率优化算法:当小区频率组合满足 $935 \times 10^6 \leq f_{\min} < f_{\max} \leq 954 \times 10^6$ Hz,且最大频点号与最小频点号之差小于 65 时,则该小区不可能出现由于频率组合所导致的 5 阶互调干扰。在佛山组织开展试点区域验证,通过方案实施后,试点区域干扰水平明显下降,语音质量、质差话务等 MRR 统计均有不同程度的提升。

参考文献

- 1 郭占涛.移动通信系统中三阶互调干扰的研究和分析.移动通信,2011,35(24)
- 2 蒋江湖,吴少周,张世全.移动通信天线的无源互调干扰研究.陕西理工学院学报(自然科学版),2011,27(2)
- 3 孙智博.无线通信系统中排除三阶互调干扰频率的方法.陕西师范大学学报(自然科学版),2003,31(Z1)
- 4 杨秀.浅谈无线通信系统克服三阶互调干扰措施的演变.移动通信,2011,35(8)
- 5 张世全,傅德民,葛德彪.无源互调干扰对通信系统抗噪性能的影响.电波科学学报,2002,17(2)

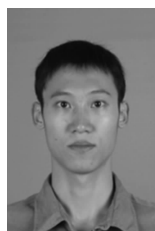
[作者简介]



胡志东,男,现就职于中国移动通信集团广东有限公司网络优化中心网优室,主要从事无线网络优化管理工作。



曾伟超,男,现就职于中国移动通信集团广东有限公司网络优化中心无线室,主要从事无线设备维护以及网络优化管理工作。



唐焯宜,男,现就职于中国移动通信集团广东有限公司网络优化中心网优室,主要从事无线网络优化管理工作。

(收稿日期:2013-06-25)

(上接第 150 页)

- 6 王晶,朱珂,汪斌强.基于信息数据分析的微博研究综述.计算机应用,2012,32(7):2027~2029,2037
- 7 新浪接口约束.<http://open.weibo.com/wiki/%E5%BE%AE%E5%8D%9AAPI>
- 8 廉捷,周欣,曹伟等.新浪微博数据挖掘方案.清华大学学报,2011,51(10):1300~1305
- 9 周鑫,彭斯俊,罗熹.基于新浪微博开放平台的用户数据挖掘.中国科技论文在线, <http://www.docin.com/p-531480044.html>
- 10 李军,陈震,黄霁崴.微博影响力评价研究.信息安全,2012,3(7)

[作者简介]



陈舜华,女,广东工业大学硕士研究生,主要研究方向为社交网络数据分析、网络爬虫等。

王晓彤,男,广东工业大学硕士研究生,主要研究方向为社交网络影响因子分析。

郝志峰,男,广东工业大学教授、博士生导师,主要从事机器学习、人工智能等研究工作。

蔡瑞初,男,广东工业大学副教授、硕士生导师,主要从事数据挖掘、机器学习、信息检索等研究工作。

肖晓军,男,博士,广州优亿信息科技有限公司高级工程师,具有多年电信行业管理工作经历,主要研究方向为大数据、数据挖掘与电信行业应用等。

卢宇,男,广州优亿信息科技有限公司工程师,主要从事大数据、机器学习等相关研发工作。

(收稿日期:2013-07-10)