

Revista

# Telecomunicações

Volume 13

Número 01

Maio de 2011

ISSN 1516-2338

## Editorial

## Tutoriais

*Ethernet-over-SDH: Technologies Review and Performance Evaluation*

Antônio Marcos Alberti<sup>1</sup> and Roulien Fernandes<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Instituto Nacional de Telecomunicações - Inatel

<sup>2</sup>Telefônica - São Paulo ..... 1

*Localização de Terminais Móveis utilizando Correlação de Assinaturas de Rádio-Frequência*

Rafael Saraiva Campos and Lisandro Lovisolo

Universidade do Estado do Rio de Janeiro - UERJ ..... 24

## Artigos Científicos

*Associação entre os Critérios Objetivo e Subjetivo na Classificação de Imagens Mamográficas*

*Sujeitas a Compressão Fractal*

Stéphany Vergütz and Antônio Cláudio Paschoarelli Veiga

Universidade Federal de Uberlândia - UFU ..... 39

*Comparação de Níveis de Radiações de Radiofrequência Emitidas por Antenas de Estações Rádio-Base*

Carlos H. S. Figueiredo<sup>1</sup>, Glaucio L. Ramos<sup>2</sup>, Paulo T. Pereira<sup>2</sup>, Moacir S. Júnior<sup>2</sup> and Carlos S. Queiroz<sup>3</sup>

<sup>1</sup>PRODABEL - Brasil

<sup>2</sup>Universidade Federal de São João Del Rei - UFSJ

<sup>3</sup>C&Q Engenharia de Radiações ..... 48

*Análise de cobertura de RF em um sistema GSM/EDGE utilizando o plugdata MG100*

Diego Fernandes Sales<sup>1</sup> and Alfredo Gomes Neto<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - UFCG

<sup>2</sup>Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba - IFPB ..... 55

## Engenharia Aplicada

*Development and Implementation of a Third Party Call Parlay X API for Application Development in NGN*

Rodrigo Pimenta Carvalho & Antônio Marcos Alberti

Instituto Nacional de Telecomunicações - Inatel ..... 60



# Revista Telecomunicações publicada pelo Inatel - Instituto Nacional de Telecomunicações

Diretor: Marcelo de Oliveira Marques

Vice-diretor: Carlos Nazareth Motta Marins

## Editor

Carlos Alberto Ynoguti - Inatel

## Conselho Editorial

Antônio Marcos Alberti - Inatel

Dayan Adionel Guimarães - Inatel

José Marcos Câmara Brito - Inatel

## Corpo de Revisores

Anderson S. L. Gomes - UFPE

Anilton Salles Garcia - UFES

Antônio Alves Ferreira Júnior - Inatel

Arismar Cerqueira Sodré Júnior - UNICAMP

Carlos Roberto dos Santos - Inatel

César Kyn d'Ávila - CEDET

Daniel Andrade Nunes - Inatel

Diego Grosz - BELL Laboratórios USA

Dilson Frota de Moraes - Leucotron Equipamentos Ltda.

Edson Moschim - UNICAMP

Eduardo César Grizendi - Inatel

Francisco José Fraga da Silva - UFABC

Franco Callegati - DEIS

Geraldo Gil R. Gomes - Inatel

Guilherme Augusto Barucke Marcondes - Inatel

Hani Yehia - UFMG

Helio Waldman - UFABC

Ivanil S. Bonatti - UNICAMP

Jaime Portugheis - UNICAMP

Joel Rodrigues - Univ. da Beira Interior - Portugal

João César Moura Mota - UFC

José Antônio Justino Ribeiro - Inatel

José de Souza Lima - LINEAR

José Edimar Barbosa Oliveira - ITA

Júlio César Tibúrcio - Inatel

Luciano Leonel Mendes - Inatel

Luiz Geraldo Pedrosa Meloni - UNICAMP

Marcelo de Oliveira Rosa - UTFPR

Márcio Lourival Xavier dos Santos - UNITAU

Marcos R. Salvador - CTIT

Maria Regina Campos Caputo - PUC-MG

Marlene Sabino Pontes - CETUC

Martin Zieher - FHTE (Alemanha)

Maurício Silveira - PUCC

Nelson Soares Wisnik - N. Wisnik Consultoria

Omar Carvalho Branquinho - CPqD

Paulo Gomide Cohn - Embassy Systems

Pierre Kaufmann - Mackenzie/INPE/UNICAMP

Rainer Doster - FHTE (Alemanha)

Renato Baldini Filho - UNICAMP

Sandro Adriano Fasolo - UFOB

Silvio Ernesto Barbin - EPUSP

Shusaburo Motoyama - UNICAMP

Wilton Ney do Amaral Pereira - UNITAU

Yuzo Iano - UNICAMP

## Expediente

Assessoria de Comunicação & Marketing - ASCOM  
e-mail: [ascom@inatel.br](mailto:ascom@inatel.br)

Diagramação: Setor de Editoração Eletrônica

Tiragem: 1.500 exemplares

Instituto Nacional de Telecomunicações

Av. João de Camargo, 510

Caixa Postal: 05

Santa Rita do Sapucaí - MG - BRASIL

CEP 37540-000

Tel: (35) 3471.9200 Fax: (35) 3471.9314

<http://www.inatel.br> - e-mail: [inatel@inatel.br](mailto:inatel@inatel.br)

## EDITORIAL

O papel de uma revista científica é o de divulgar ciência de boa qualidade para seus leitores e proporcionar aos pesquisadores um espaço para divulgar suas ideias.

Desde sua criação, em 1998, essa revista tem mantido essa política, pois acreditamos que é a única possível para um veículo que se pretende sério e com intenção de crescer no cenário científico.

Desta forma, estamos tentando implementar algumas mudanças para diminuir o tempo de tramitação do processo de revisão, conseguir um corpo de revisores mais representativo de nossa área, e profissionalização de todos os setores envolvidos.

Espero que essas mudanças se reflitam em maior qualidade dos nossos artigos e também em uma maior aceitação da comunidade acadêmica por esse veículo, tão caro para mim e para as pessoas que trabalham duro para a sua concretização a cada número.

  
Carlos Alberto Ynoguti  
Editor

# Ethernet-over-SDH: Technologies Review and Performance Evaluation

Antônio Marcos Alberti & Roulien Fernandes

**Abstract**—The Generic Framing Procedure, Virtual Concatenation and the Link Capacity Adjusting Scheme are successful technologies that brought new life to synchronous networks. They facilitated efficient, flexible and robust interconnection of two of the most deployed technologies ever: Ethernet and Synchronous Digital Hierarchy (SDH). The objective of this tutorial is to present an overview of these *Ethernet-over-SDH* (EoS) technologies, focusing on their performances. We reviewed literature from 2001-2009 and present the main aspects of EoS technologies and performance as well as notable formulations for EoS throughput, efficiency and delay. We reviewed the fundamental evolution steps of both Ethernet and SDH. The paper also covers experimental methodology and scenario configuration for EoS performance evaluation in the laboratory, discusses measured results and compares the presented analytical expressions and calculations with experimental data. An in-depth performance evaluation of EoS networks is conducted.

**Index Terms**—Performance, Evaluation, SDH, GFP, LCAS, VCat

## 1. INTRODUCTION

Ethernet [1] and SDH [2] are landmark technologies for computer and telecommunications networking, respectively. However, digital network convergence has pushed both to work together. This demand drove the creation of a set of new technologies to efficiently and flexibly combine both worlds. The *Generic Framing Procedure* (GFP) [3] provides several functions to adapt Ethernet traffic to transportation in SDH networks. *Virtual Concatenation* (VCat) [2] allows the separation of GFP-adapted traffic into different paths in an SDH network. The *Link Capacity Adjustment Scheme* (LCAS) [4] dynamically adjusts the capacities of SDH paths according to source and/or destination needs. In combination, these technologies have brought new life to SDH. In fact, this new network vision was named *Next Generation SDH* (NG-SDH). Ethernet exhibits all its advantages when combined with NG-SDH, not only in terms of flexibility and simplicity, but also in terms of cost and capacity. This convergent network was fully adopted by telcos in metropolitan and long-distance areas. Many operators bought expansion cards for their SDH equipment to allow encapsulation and mapping of Ethernet traffic to SDH.

Despite the importance of such technologies and their interplay, the literature lacks a general overview of EoS technologies that includes performance evaluation. We believe

that the topics addressed in this paper are of practical and tutorial value, specially considering the overspread presence of EoS networks. Therefore, this paper focuses on description, discussion and performance evaluation of EoS technologies. The remainder of the paper is organized as follows: Section 2 presents a technology overview including Ethernet, SDH, EoS, GFP, VCat and LCAS; Section 3 describes previous work related to EoS and evaluating its performance; Section 4 presents an analytical treatment of throughput, efficiency and delay in EoS networks. This is another contribution of the paper. Section 5 describes the methodology used in an experimental performance evaluation of EoS done at Telefonica laboratories, Brazil. Five scenarios were examined in a controlled testbed, and the corresponding throughput, efficiency and delay are presented, discussed and compared with analytical results. GFP, VCat and LCAS protocols were tested using a standardized methodology; finally, in Section 6 we conclude with some final remarks.

## 2. TECHNOLOGY OVERVIEW

### A. Ethernet

Ethernet is a connectionless packet-switching technology, defined by a set of physical and data link specifications, functions and protocols originally developed for computer networking. According to Spurgeon [5], Ethernet arose in 1973, when Bob Metcalfe wrote a memo describing a network technology to connect computer work stations. In 1976, Bob Metcalfe and David Boggs published a paper to describe Ethernet [1]. The first Ethernet standard was published in 1980 by the DEC-Intel-Xerox (DIX) consortium [6]. In 1985, the 802.3 standardization committee of the *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) published its Ethernet standard with the title *IEEE 802.3 Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications* [7]. This standard specified operation at 10 Mbits/s. The CSMA/CD technique was proposed to control multiple stations access to a coaxial cable diffusion media, forming a physical bus. Since 1985, a set of standards emerged for new media, speeds and other features. A complete list of IEEE 802.3 standards can be found in [7].

Today, Ethernet is the dominant technology in computer *Local Area Networks* (LANs) [5], [8], [9]. Ethernet standard IEEE 10BASE-T [7] provided up to 10 Mbit/s in one unshielded twisted pair using baseband Manchester line coding [9]. The maximum segment size is 100 meters. The 10BASE-T standard became widely adopted to transport *Internet Protocol* (IP) [10] datagrams, which are accommodated on Ethernet frames. An Ethernet frame contains [7]: a 7-octet *Preamble*,

Manuscript received in February 3, 2011; revised in .

A. M. Alberti (alberti@inatel.br) is with Instituto Nacional de Telecomunicações - Inatel. Av. João de Camargo, 510 - Santa Rita do Sapucaí - MG - Brasil - 37540-000.

R. Fernandes (rfernand@telefonica.br) is with Telefonica S.A., São Paulo, SP, Brazil.



which is a sequence of alternated 0s and 1s used to establish bit synchronization between source and destination hardware; a 1-octet *Start-of-Frame-Delimiter* (SFD), which indicates the first bit of the rest of the frame; 12 octets of *Source* and *Destination Media Access Control* (MAC) data link sublayer addresses; a 2-octet *Length/Type* that takes one of two meanings: to indicate frame length in IEEE 802.3 standards (which is limited to 1518 octets), or to indicate which network layer protocol is being carried in the frame, in order to maintain compatibility with the DIX standard; 46 to 1500 octets of MAC client data and/or padding; and 4 octets of *Frame Check Sequence* (FCS) which is a 32-bit *Cyclic Redundancy Check* (CRC). For the CSMA/CD protocol to function correctly, a minimum MAC frame size is required, and thus padding can be added to the frame if needed.

Also, IEEE 802.3 [7] defines an *Inter-Packet Gap* (IGP) between Ethernet frames to provide adequate recovery times for procedures in the link and physical layers, such as cycling circuitry from transmit to receive mode in half-duplex operation. The IGP for 10BASE-T standard is 9.6  $\mu$  seconds, while it is 0.96  $\mu$ s for 100BASE-T. This is equivalent to 12 bytes of emission time in these standards. The IGP is related to the *Inter-Frame Spacing* (IFS). According to [11], the IFS is the sum of at least 12 bytes of IGP, plus a 7-octet *Preamble* and a 1-octet SFD. Also, Ramamurti et al. [12] discusses IFS and IGP, and IGP use for rate adaptation in EoS.

In July 1995, IEEE standard 802.3u was officially approved, creating what became known as *Fast Ethernet* [13]. Fast Ethernet refers to a compatible IEEE 802.3 standard operating at 100 Mbit/s. According to Tanenbaum [14], all Fast Ethernet standards were based on hubs, switches, twisted pairs and fiberoptics; coaxial cables were not allowed. For example, Ethernet IEEE 100BASE-T [7] uses two twisted pairs with a maximum segment length of 100 meters. Note that the Ethernet frame remained the same as in 10BASE-T. With 100 Mbit/s available to the user stations, even higher data rates become necessary in servers and high capacity links.

*Gigabit Ethernet* (GbE) was developed to interconnect 10/100 Mbit/s switches and to provide higher data rates. The Gigabit Ethernet standardization effort started with the IEEE 802.3z [15] standard in 1996, and industrial interest in this technology led to the creation of the Gigabit Ethernet Alliance, which was organized to facilitate and accelerate the introduction of this technology into the market. GbE defined support for single-mode optical fiber (1000BASE-LX), greatly increasing network reachability.

In 2002, Ethernet standard IEEE Std 802.3ae-2002 introduced 10 Gigabit Ethernet (10GbE) [16], [17]. The goal of 10 GbE was to cover distances from 300 meters to 40 km. Only optical physical layer options were defined. In addition, 10 GbE does not support half-duplex operation or CSMA/CD; all operation is in full-duplex mode.

The scalability, simplicity and cost effectiveness of Ethernet, along with its high rates and optical network support, led many service providers to consider Ethernet in *Metropolitan Area Networks* (MANs) and *Wide Area Networks* (WANs), where it is referred to as *Metro Ethernet* [18]. Ethernet scalability means that the quantity of equipment can be dramatically

extended, and the network continues to operate adequately.

Simplicity means that the network is relatively simple when compared with other link layer technologies, like *Asynchronous Transfer Mode* (ATM) [19] and *Synchronous Digital Hierarchy* (SDH) [2]. Self-negotiation, introduced in IEEE 802.3u, also simplifies network usage and operation. Also, Ethernet operation is similar at any rate or scale.

According to Brockners et al. [18], with these advantages Ethernet became the de facto MAN technology, allowing seamless, flexible and reliable interconnection of LANs using a single high-speed network technology. To address the technological and architectural challenges behind Metro Ethernet [20], standardization bodies like the IEEE, *Internet Engineering Task Force* (IETF) and *International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector* (ITU-T) developed several standards dedicated to facilitating new and innovative Ethernet-based communication services. Also, *Metro Ethernet Forum* (MEF) was founded in 2001 to promote worldwide adoption, interoperability and deployment of carrier-class Ethernet networks and services in traditional service providers. These efforts led to a new class of Ethernet that is being called *Carrier Ethernet* [21]–[24].

MEF defines Carrier Ethernet as “A ubiquitous, standardized, carrier-class Service and Network defined by five attributes that distinguish it from familiar LAN-based Ethernet: Standardized Services, Scalability, Service Management, Reliability and Quality of Service (QoS).” [24]. Ubiquitous means that this type of Ethernet will be omnipresent, from enterprise and home broadband arenas to long-distance backbones. Carrier-class services means services of a quality equivalent to that offered by traditional service providers. Service standardization means to standardize services in order to precisely describe them in *Service Level Agreements* (SLAs), which are the agreements between the end user and the network. However, the evolution of LAN Ethernet towards Carrier Ethernet requires that several challenges be addressed [20].

Regarding service standardization, MEF, ITU-T and IETF have been working on the definition of frameworks to support some innovative services in Ethernet. ITU-T defined a services framework in Recommendation G.8011 [26], and MEF described a framework in MEF6.1 [27]. Both frameworks are based on the establishment of *Ethernet Virtual Connections* (or *Circuits*) (EVCs) among two or more *User-to-Network Interfaces* (UNIs). An EVC allows the transfer of Ethernet frames among the UNIs that belong to it and prevents the transfer of frames from other UNIs. EVCs could be point-to-point, multipoint-to-multipoint or rooted multipoint. Point-to-point EVC means that the EVC is created between two UNIs. Multipoint-to-multipoint EVCs can associate more than two UNIs. Therefore, Ethernet frames that enter at one UNI can be replicated in such a way that copies are delivered to other participating UNIs. A rooted-multipoint EVC is more complicated. It separates UNIs into roots and leaves. Traffic entering at a root UNI can be sent to any or all of the other UNIs. However, traffic entering from leaf UNIs could be transferred to one or more root UNIs, but never to other leaf UNIs. This provides traffic isolation among the leaves. EVCs could also be bundled, meaning that multiple VLANs

could use the same EVC.

ITU-T defined two EVC services [26]: *Ethernet Private Line* (EPL) and *Ethernet Virtual Private Line* (EVPL); and two more are under development: *Ethernet Virtual Private LAN* (EVPLAN) and Ethernet TREE. MEF defined three service types in its Ethernet Services Definition Specification [27]: *E-Line*, *E-LAN* and *E-Tree*, which generate six derived services. IETF defined *Virtual Private LAN Service* (VPLS) in RFC 4762 [28]. Generally speaking, line services are point-to-point services created to replace TDM private lines, ATM and Frame Relay services, while LAN services are focused on transparent or private VLAN services. Some comparison of ITU-T and MEF standards for Ethernet services were provided in the appendices of ITU-T Recommendations [26].

IEEE standard IEEE802.1Q-2005 [29] standardized VLANs, which are sometimes called *virtual bridged networks*. The idea is to separate logical connectivity from physical connectivity, allowing applications/users to view the network without being limited by the physical topology [30]. In other words, the LAN is virtual because it can be extended beyond a certain physical LAN, and the traffic is separated in such a way that it appears to be in the same LAN. Each IEEE 802.1Q Tagged Ethernet frame receives a *Tag Control Information* (TCI) field [29] with 12 bits reserved for VLAN identification, which is frequently called the Q-tag. This means that 4094 VLANs can be created in an organization network. When VLANs are extended to the domains of more than one organization, the Q-tag overlap problem appears. IEEE 802.1ad [31] and IEEE 802.1ah [32] proposed solutions to this problem. For more details, see Sanchez et al. [22].

According to Xiao [33], Ethernet QoS was first improved in 1998, when IEEE 802.1p was published as a part of the IEEE 802.1D standard [34]. Each IEEE 802.1Q Tagged Ethernet frame receives a 3-bit *Priority Code Point* (PCP) field to support 8 traffic classes and provide service differentiation in the LAN [29]. Ethernet QoS and Traffic Management are being studied by ITU-T, MEF and IEEE. The recent ITU-T Recommendations Y.2112 specifies a QoS control architecture for Ethernet-based IP access networks [35]. MEF specification 10.1 [36] covers performance parameters for services and QoS control. IEEE 802.1Qay [37] addresses *Provider Backbone Bridge Traffic Engineering* (PPB-TE), introducing a connection-oriented forwarding mode for Ethernet.

Ethernet also could be used to provide first-mile access. *Ethernet Passive Optical Network* (EPON) was standardized by IEEE Std. 802.3ah-2004 [38]. Briefly, it uses two wavelengths in a single fiberoptic cable to transport full-duplex Ethernet frames. Passive optical elements are used to separate traffic from backbone to each Ethernet terminal. Please refer to Mukherjee [39] for more details on EPON.

According to Ohta [25], Ethernet enhancements are being standardized in the following areas: “*High-bit-rate and long-distance interfaces; Capability enhancements as access networks; Virtual Local Area Network (VLAN) scalability enhancement; Operation, Administration, and Maintenance (OAM); Fast survivability; Handling of realtime signals; and Traffic engineering.*” The work for the 100 Gbit/s standard has already begun in the IEEE 40Gb/s and 100 Gbit/s Eth-

ernet Task Forces. The formal designation for this standard will be IEEE 802.3ba. To deal with of the high diversity of Ethernet services in multidomain networks, scalability is being addressed by IEEE 802.1ad [31] and IEEE 802.1ah [32]. OAM was improved in IEEE 802.1ag [40] and ITU-T Recommendation Y.1731 [41]. Fast survivability technologies were proposed in ITU-T Recommendation G.8031 [42] and IEEE 802.1Qay [37]. Another initiative is the Generalized Multiprotocol Label Switching (GMPLS) Controlled Ethernet Label Switching (GELS) [81], which aims to control Ethernet switches using GMPLS.

In the next section, we will briefly present SDH, and we will discuss Ethernet-over-SDH transport in Section 23

### B. Synchronous Digital Hierarchy (SDH)

SDH [2] is a hierarchy of synchronized digital TDM structures that relies on circuit switching to establish dedicated electronic-optical-electronic paths through the network. It is defined by a set of physical and data link specifications, functions and protocols originally developed for telephone networking. Synchronous operation means that TDM structures are synchronized by a complex time-space synchronization network, based on sophisticated time reference standards. Such structures are hierarchical in the sense that multiple lower-rate structures could be time-multiplexed on higher-rate structures, which is known as the SDH multiplexing structure. The duration of the TDM frame is equal to 125  $\mu$ seconds at all levels of the hierarchy. This value is the inverse of the voice sampling rate (8kHz) in traditional *Pulse Coded Modulation* (PCM). Each dedicated path receives a timeslot in one of the TDM structures, where digital content is transmitted as a continuous flow of bits in a totally different way than the packet storage technique used in packet-switched networks. This explains why time-space synchronization is necessary: the time adjustments that can be made on bit flows are very limited, and every octet must fit into the right timeslot.

In 1988, SDH was standardized by ITU-T in Recommendation G.707 [2]. SDH is very similar to *Synchronous Optical Network* (SONET) technology, which was proposed by BellCore (now Telcordia) and standardized by ANSI in 1985. Both SDH and SONET are widely deployed technologies, as they were adopted by virtually every telephone company in the world. SDH was developed to increase circuit-switched network capacity in the 90s, as former digital hierarchies, namely *Plesiochronous Digital Hierarchy* (PDH) and *Digital Carrier System*, were becoming limited in their abilities to support the growth in traffic demand. In addition, SDH operates quite well with *Wavelength Division Multiplexing* (WDM) technology, providing compatible carrier-class networks. In general, each WDM wavelength is used to provide transportation for one high-level SDH frame.

The latest revision of G.707 is from January 2007. It specifies SDH frame and multiplexing structures, bit rates, line interfaces, formats for mapping and multiplexing of client signals (e.g., PDH, ATM and Ethernet), elements and overheads into frames. The SDH client bit flow is accommodated in the payload area of a logical structure called the *Virtual Container*

(VC), which defines an end-to-end dedicated path for client content transportation. G.707 standardizes five VCs: VC-11, VC-12, VC-2, VC-3 and VC-4, with nominal rates of 1664 kbit/s, 2240 kbit/s, 6848 kbit/s, 48384 kbit/s and 150336 kbit/s, respectively. Each VC has a control subchannel called the *Path Overhead* (POH). Therefore, the available bit rate for client flow is slightly smaller than the rates quoted above.

The SDH multiplexing structure is based on three operations: *mapping*, *alignment* and *multiplexing*. The process of adjusting the tributary traffic rate to be accommodated in an SDH VC rate is called mapping. A mapped tributary data rate must have a nominal rate and an acceptable deviation around this value, otherwise desynchronization will occur. Limited deviations are accommodated by floating through pointers. Alignment is the process of rate adjusting between a VC and an intermediate transport structure, namely the *Tributary Unit* (TU), *Tributary Unit Group* (TUG), *Administrative Unit* (AU) and *Administrative Unit Group* (AUG). Alignment uses AU Pointers to allow a VC to float within the AU frame.

The SDH multiplexing structure allows (“nest”) multiples VCs to be multiplexed in other high rate VCs or in an AUG. One AUG forms the *Synchronous Transport Module* (STM) level 1 or STM-1, which is the first level of the SDH hierarchy. AUGs can be multiplexed in multiples of 4 to form higher STM levels (STM-N) up to N=256, which has 39,813,120 kbit/s. The STM-N also have control channels called *Section Overhead* (SOH). Please refer to G.707 [2], Mukherjee [39] and Stallings [9] for more details about the multiplexing structure of SDH.

Recommendation G.707 defines mapping procedures for asynchronous and synchronous tributaries (defined in G.702 [43]), ATM cells, *High-Level Data Link Control* (HDLC) [44] frames and *Generic Framing Procedure* (GFP) frames, among others. ATM cell mapping is performed by aligning the byte structure of every cell with the VC byte structure in use. ATM cells can cross the container border, meaning that a cell may be partially transmitted in a certain VC time slot. GFP mapping does not require rate adaptation, as GFP frames arrive as a continuous byte stream with a capacity identical to the VC payload. HDLC mapping is very similar.

SDH provides two mechanisms to allow transportation of signals that do not fit efficiently into standardized VCs: *Contiguous Concatenation* (CCat) and *Virtual Concatenation* (VCat). CCat is a multiplexing mechanism that allows the concatenation of two or more VCs of the same rate to provide transport for payloads that require a greater capacity. A contiguous concatenated VC is referred to as VC-n-Xc, where n=12,11,2,3 or 4. Contiguously concatenated VCs remain multiplexed together during transportation over a single path in the network. All of the intermediate nodes need to identify the VC-n-Xc. VCat is an inverted multiplexing scheme where a high-capacity payload is demultiplexed into two or more VCs of the same data rate. A virtual concatenated VC is referred as VC-n-Xv, where n=12,11,2,3 or 4. Each individual VC of a VC-n-Xv can be transported over a different path in the network. Therefore, individual VCs must be multiplexed again to reassemble the original payload signal at the receiving end. VCat functionality need only be present at the path

termination points. Notice that both concatenations provide the same data rate, which is  $X \times$  the VC-n data rate. Also, observe that standardized mappings include options to map signals not only for VCs, but also for VCs contiguously or virtually concatenated. VCat will be discussed in more detail in Subsection 2.E.

Regarding OAM and availability, SDH is a reference technology, as it was originally developed for carrier-grade WAN. Network operation is constantly monitored at different levels, from individual VCs to STMs. There are different OAM signals that indicate operational status, warnings and severe failures. POH and SOH are used to transport OAM information. SDH availability and survivability have been improved by robust protection and restoration mechanisms. A recent standard, G.784 [45], addresses SDH fault, configuration and performance management.

### C. Ethernet-over-SDH

The original SDH traffic holds a nominal rate and an acceptable deviation around this value. VCs can be considered nearly constant in terms of bit rate. However, Ethernet traffic can vary from zero up to the nominal capacity of a link, i.e., it adjusts well to *Variable Bit Rate* (VBR) computer network traffic. The first approach to transport this VBR traffic over SDH was to allocate the closest VC that satisfies the data rate requirement, even if the client isn't using this data rate all of the time. Obviously, this solution could lead to under-utilization of SDH VCs. Another option could be to multiplex several Ethernet flows to fulfill the available VC payload, as discussed in Ethernet services. However, this solution could result in time periods with no traffic between LANs (or VLANs), for example. Therefore, it became evident that some internal SDH mechanism must be developed to allow dynamical adjusting of the allocated data rate. In 2004, ITU-T Recommendation G.7042/Y.1305 [4] specified a protocol to dynamically increase or decrease the available data rate in integer multiples of virtually concatenated VCs. This method is called *Link Capacity Adjustment Scheme* (LCAS) and allows the data rate to be dynamically adjusted without service interruption.

There was also the problem that the SDH data rate is allocated in large steps. For example, consider mapping Fast Ethernet MAC frames over SDH. This traffic should be mapped to a VC-4 with 149.760 Mbit/s of bulk net capacity, limiting utilization to 70%. The problem is even worse for Gigabit Ethernet. In this case, the traffic should be mapped to a VC-4-16c, that is, a VC-4 concatenated contiguously sixteen times, resulting in at most 42% utilization. VCat can deal with this problem better, because its inverted multiplexing scheme allows a contiguous data rate to be broken into individual low- or high-order VCs. Thus, a tributary can be mapped to a combination of VCs at the same rate that better fits the tributary's data rate requirements.

Although VCat and LCAS can improve VC payload utilization and adapt to the asynchronous nature of Ethernet, what happens if there aren't enough Ethernet frames in a certain instant of time to fulfill the available data rate in VC(s)?



Something must adequately fulfill the VC(s) payload, because SDH byte transmission is continuous. This problem is known as *rate adaptation*, and can occur even if an adequate number of VCs is designated to a certain Ethernet traffic stream.

Notice that Ethernet traffic can be individual MAC frames or *physical* (PHY) line coding. There is a great difference the bit rate of these two formats. For example, the physical line coding rate for a 100BASE-TX standard is 125 Mbit/s, while it is 1.25 Gbit/s for 1000BASE-LX. In these cases, the transmission of Ethernet physical line coding over SDH adds 25% overhead. According to Ramamurti [12], “*considerable bandwidth savings can be achieved if just the Ethernet frames are mapped into SONET*”. However, the direct transport of Ethernet MAC frames over SDH is not possible, because SDH needs a balanced DC level (i.e., an equal number of 1s and 0s on average). According to Bernstein et al. [46], it was observed in initial deployments of Packet-over-SONET that certain bit patterns in packets could produce *Loss of Frame* (LOF) alarms in SONET. “*The problem was attributed to the relatively short period of the SONET section (SDH regenerator section) scrambler*”. Therefore, additional scrambling is needed for Ethernet MAC frames. This explains why Ethernet frames are typically encapsulated in other protocols that perform scrambling before SDH mapping. To encapsulate means to create a *tunnel* to transport tributary traffic transparently over SDH.

The technological overview of encapsulation options for Ethernet-over-SDH was already addressed by other previous papers. In 1998, Manchester et al. [47] provided an overview on IP over SONET using PPP and HDLC. In 2001, Bonenfant and Rodriguez-Moral [48] presented a comprehensive overview of IP-over-fiber mappings, including Ethernet-over-SDH. Also, Scholten, Hernandez-Valencia and Zhu [49], [50] discussed encapsulation options in 2002. Figure 1 shows some possible EoS encapsulations.

One of the first encapsulation options for EoS was HDLC [44], which mainly provides frame delineation and scrambling. The HDLC frames are byte-aligned to the SDH VCs payload area, as standardized in Section 10.3 of G.707. Byte-aligned means that each HDLC character is aligned to the bytes of the VC. To adjust the asynchronous nature of HDLC frame arrival, an HDLC flag pattern (7Eh) is used to fill interframe spaces. HDLC uses a byte-stuffing technique to avoid false delineation that could occur when the payload is equal to the delimiter flags or escape characters. According to Li et al. [51], byte stuffing may increase frame length and unnecessarily reduce throughput. HDLC mapping includes also scrambling and descrambling procedures to balance the bit density.

Another option, similar to HDLC, is ITU-T Recommendation X.85/Y.1321: *Link Access Procedure for SDH* (LAPS) [52], standardized in 2001. LAPS is a simplified version of HDLC and is fully compatible with RFC 2615 [53], which defines PPP-over-SDH. Therefore, LAPS could be used to encapsulate IP traffic as well. Recommendation X.86/Y.1323 [54] defines how Ethernet frames are encapsulated over LAPS. After encapsulation, LAPS frames are mapped to SDH using the same procedure as HDLC. Scrambling and descrambling is provided for LAPS frames. A very useful comparison

between LAPS and PPP/HDLC is provided in Appendix A of X.85 [52]. ATM can also be used by means of the *ATM Adaptation Layer 5* (AAL5) protocol [48], but this option is quite inefficient, as it introduces too much overhead.

Finally, there is GFP [3], which according to Scholten et al. [50] “*overcomes the drawbacks of ATM and HDLC-based encapsulation*”. GFP provides efficient and flexible encapsulation and mapping of both MAC and PHY Ethernet traffic. It fills the role of a protocol that is generic enough to encapsulate and efficiently map any type of signal to SDH.

#### D. Generic Framing Procedure (GFP)

GFP is a protocol developed to efficiently adapt traffic from several technologies to a bit/byte synchronous channel like SDH, *Optical Transport Network* (OTN) [55] or PDH. According to Hernandez-Valencia et al. [49], GFP standardization was a joint effort of the *American National Standards Institute* (ANSI) and ITU-T. GFP is standardized in ITU-T Recommendation G.7041/Y.1303 [3], from January 2001, but there is a more recent version from October 2008. The mapping of GFP frames to SDH is standardized in Recommendation G.707/Y.1322 [2], while the mapping to OTN is specified in ITU-T Rec. G.709/Y.1331. GFP was developed to improve equipment interoperability and to increase mapping performance with a low-complexity adaptation mechanism. The objective was to standardize mapping procedures to synchronous technologies.

GFP functionality is divided into client-dependent (client-specific) and client-independent (common to all clients) [49] functions. The client-independent functions are GFP frame delineation, data link synchronization, data link scrambling, client PDU multiplexing, client-independent performance monitoring and rate adaptation. The client-specific functions are mapping of client traffic in GFP payload and client-specific performance monitoring.

The GFP frame payload can be fulfilled with client technology frames or coded bit streams. The first option is *Protocol Data Unit* (PDU)-oriented and known as *GFP-Framed* (GFP-F) mode. It allows the adaptation of Ethernet MAC frames as well as *Multiprotocol Label Switching* (MPLS) [56], IP and *Point-to-Point Protocol* (PPP) [57] traffic. The second option is block-code-oriented, constant-bit-rate and known as *GFP-Transparent* (GFP-T) mode. In this case, bit streams such as Ethernet PHY, IBM *Enterprise Systems Connection* (ESCON) [58], *Fiber Connectivity* (FICON), or *Fiber Channel* [58] can fill the GFP frame payload. According to [59], in GFP-F client frames are received, processed and mapped in GFP frames, while in GFP-T the client block-coded characters are accommodated into GFP payload without the need to wait for an entire frame, thereby reducing packetization delay. No matter which option is being used, it is important to note that GFP hardware is implemented only in the edge equipment. Therefore, the legacy SDH core equipment remains unchanged. Scholten et al. [50] and Gorshe [60] discussed why GFP provides two modes of client traffic mapping. The answer is that each mode has unique benefits, therefore justifying standardization.

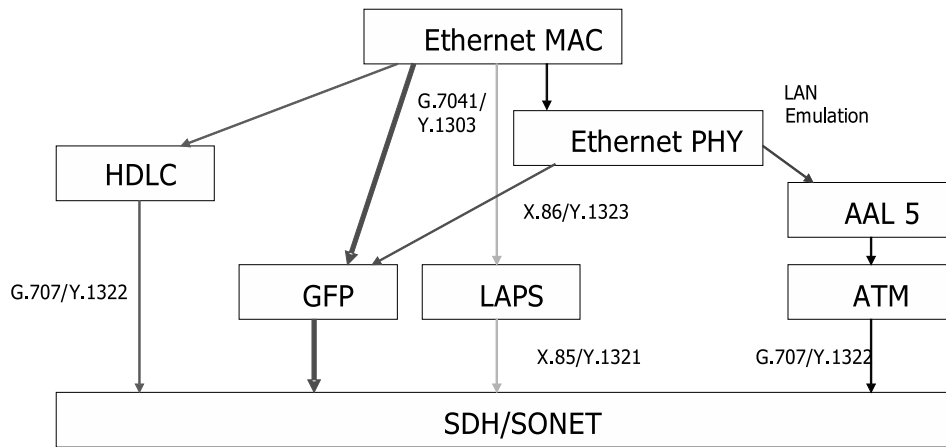


Fig. 1. Some options for encapsulating and mapping Ethernet traffic to SDH networks.

GFP frame delineation uses a *Header Error Check (HEC)* algorithm that is different from previously existing HDLC, PPP and LAPS bit/byte stuffing techniques, which introduce unnecessary inflation. This mechanism allows self-delineation, which means that frame delineation is achieved by successive successes in *Cyclic Redundancy Check (CRC)* calculations. The GFP receiver must successfully recognize frame boundaries, independent of the bit/byte alignment process used in SDH/SONET/OTN networks [49]. Scrambling is performed in the GFP frame header and payload to achieve high bit transition density. The same technique is used in both GFP-F and GFP-T modes.

GFP frames can accommodate fixed- or variable-size payloads. Fixed-size provides a TDM-like channel, while variable-size payloads allow a one-to-one mapping of client frames to GFP [49], dispensing with the segmentation and reassembly functions. If the client frames are absent, rate adaptation is done using *GFP Idle Frames*, which are four-octet long frames configured with null content. This facilitates rate adaptation of client signals to any transport medium with a higher capacity than the one required by the client signal. Statistical multiplexing could be used to share a single GFP link and better use the available virtual container rate. For example, the unidirectional traffic of an Ethernet Virtual Private LAN could be multiplexed together in just one GFP flow across an SDH network.

GFP provides *Client Signal Fail (CSF)* management. If a failure (or degradation) occurs in the input signal at the GFP source adaptation equipment, a CSF message will be sent to the destination equipment in time intervals from 100 ms to 1 second. *GFP Idle Frames* will be sent to the GFP sink adaptation equipment, in order to keep the line rate constant. When the GFP sink receives this failure indication, it declares a *Sink Client Signal Failure (SCSF)* [3], [50]. The CSF management allows the source to indicate the following types of failure [3], [49]: “*loss of client signal (e.g. loss of light) and loss of client character synchronization*”. The defect condition at the far-end GFP sink remains until a valid GFP frame is received or if a certain number of CSF indications fail to be received.

A GFP frame is divided into two portions: *Core Header* and *Payload Area*, as shown in Figure 2. The core header contains a 2-octet *Payload Length Indicator (PLI)* and a 2-octet *Core Header Error Control (cHEC)*, which is a CRC-16 code used to protect the Core Header. The payload area is subdivided into three portions: *Payload Area Header*, *Client Payload Information* and *Optional Payload Frame Check Sequence*, which is an optional CRC code with 32 bits. There are two types of GFP frames: client frames and control frames. Control frames are identified by PLI values in the range from 0 to 3, while client frames have PLI equal or greater than 4. A *GFP Idle Frame* is characterized by PLI and cHEC equal to 0000 hex, and the total frame length is therefore 4 bytes long. The *Payload Area Header* is subdivided into two portions: *Payload Type* and *Extension Headers*. *Payload Type* has 2 octets intended to describe the GFP payload information content. It is subdivided again into 5 portions [3], [49]: *Payload Type Identifier (PTI)*, *Payload FCS Indicator (PFI)*, *Extension Header Identifier (EXI)*, *User Payload Identifier (UPI)* and *Type Header Error Control (tHEC)*. The PTI is used to differentiate between the two kinds of client frames: data frames and client management frames. The latter type is used for CSF management. The PFI is used to indicate the presence of the *Optional Payload Frame Check Sequence*. The type of payload information that can be accommodated on GFP-F and GFP-T modes is described by an 8-bit long UPI field. The EXI is used to support client PDU multiplexing in scenarios in which different client traffics share a single GFP link. GFP supports linear and ring topology sharing. The *tHEC* is a 16-bit CRC code used to protect the *Payload Type*. Refer to [3], [48]–[50] for more information about GFP frame control fields.

Section 7 of Recommendation G.7041 [3] standardized the frame-mapping procedure for Ethernet MAC. Figure 2 illustrates this procedure. An Ethernet frame has its *Preamble* and *SFD* removed, as described in item 7.1.2 of G.7041. The IGP is also removed in the source adaptation process, and the Preamble, SFD, and IGP are restored later. The remaining fields are accommodated in the GFP-F payload information area. GFP maintains octet alignment. The GFP Payload FCS and the *Extension Header* are optional.

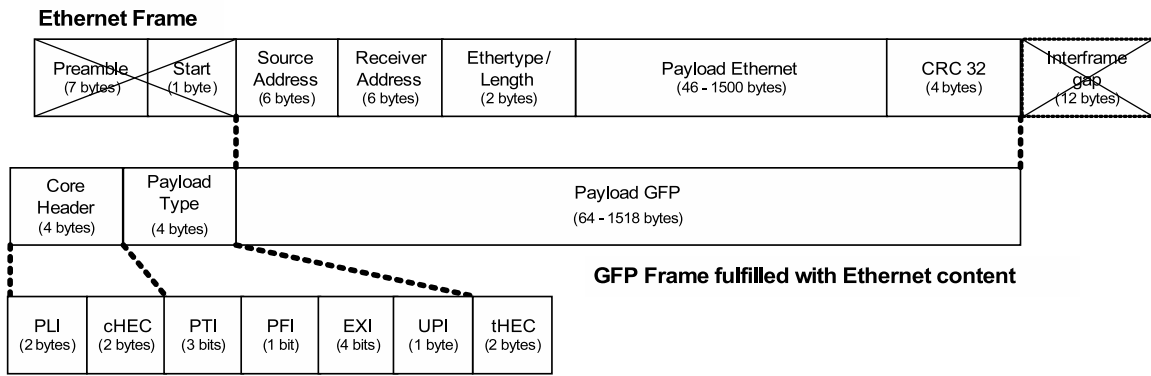


Fig. 2. Encapsulating Ethernet frames using GFP-F.

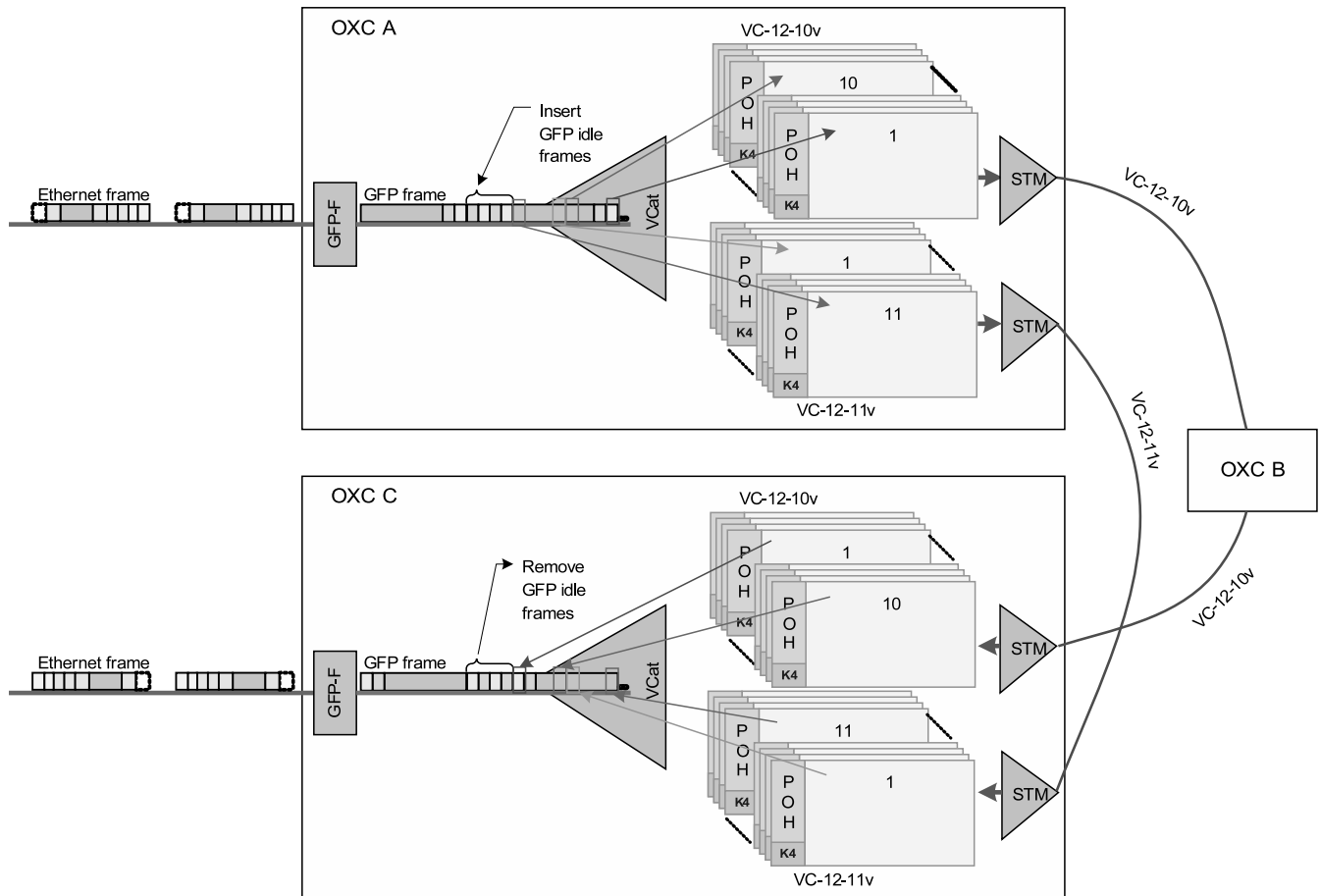


Fig. 3. Functioning of GFP-F and VCat in an EoS network.

GFP-T also allows transparent mapping of Gigabit Ethernet 8B/10B line coding. In GFP-T a fixed number of client octets is mapped to a constant-length GFP frame. Therefore, an Ethernet frame coded with 8B/10B coding will be accommodated into one or more GFP-T frames. GFP-T uses the same GFP-F frame structure, and also provides performance-monitoring capabilities. Gorshe and Wilson [60] and Ellanti et al. [61] provide a detailed description of GFP-T operation.

*E. Virtual Concatenation*

VCat was originally standardized by ANSI T1.105 [62], ITU-T G.707 [2] and G.783 [63]. It defines an inverted multiplexing scheme, in which a contiguous data rate is broken into individual low- or high-order VCs. Thus, a tributary can be mapped to a combination of VCs that better fits its capacity needs. This combination is called a *Virtual Concatenation Group (VCG)*. The nomenclature used is VC-n-Xv, where VC-n is the type of virtual container allowed in the VCG and X is the number of virtually concatenated VCs-n. Other



inverse multiplexing techniques were proposed before VCat, such as [64] *Multi Link Point-to-Point Protocol* (MLPPP) [65] and *Ethernet Link Aggregation* [7]. VCat can be applied to SONET/SDH, OTN or PDH. The latter is standardized in ITU-T G.7043 [66].

VCat arose to overcome waste in the data rate of *contiguous concatenation* when mapping high-rate signals, such as GbE. For example, a GbE MAC frame mapping does not fit into VC-4-4c at 622 Mb/s. The next degree is a VC-4-16c at 2.448 Gb/s. However, this option has an efficiency of 42% [67]. With a VC-4-7v, the data rate efficiency increases to 95%. Therefore, VCat allows transport efficiency to be increased by relaxing CCat granularity [48]. Helvoort [67] determined VCat possibilities and transport efficiencies for a variety of signals.

At the network entrance, VCat performs an inverse multiplexing, accommodating each byte of the high-rate signal into a different VC-n-Xv. In other words, it uses byte-interleaving to put the  $i^{th}$  byte of the source content into VC-n-1v, and then the  $(i + 1)^{th}$  byte is sent out on VC-n-2v, and so on, until a loopback is created and the next byte is sent back on VC-n-1v. Therefore, VCat uses the group transmission capacity of  $X$  individual VCs of type  $n$  to produce a channel with  $X$  times more capacity.

Each VC-n has its own individual control overhead and could, therefore, be transported independently over the network. This is another advantage that VCat has over CCat. Each VC-n can be spread out over diverse paths to increase reliability against failures. Also, a cross-connect does not need to know that the data transported in a certain VC-n-1v are related to the data transported in another VC-n-2v, and so on. Therefore, each VC-n-Xv can take a different path over the network, experiencing different delays. The difference among these delays is known as the *differential delay* [68]. In the far-end network equipment, all of these VC-n-Xv are multiplexed back. Therefore, the end equipment must re-establish the byte order from each received VC-n-Xv byte. The de-interleaving process does not introduce significant delays. The most significant delay is the propagation delay of the longest VC-n path.

The maximum *differential delay* standardized for VC-11-Xv, VC-12-Xv and VC-2-Xv, VC-3-Xv and VC-4-Xv *virtual concatenations* is limited to 256 ms. The same value applies to E1-Xv. This value is very big and allows VCat employment in WANs.

VCat's capacity to use disjoint paths increases the probability of new flow admission as well as the network resource usage. In other words, VCat allows the use of disjoint VCs-n to increase client traffic flow admission. As the acceptance grows, the usage increases. Together with LCAS, VCat allows VCs-n to be re-routed to provide network maintenance and/or traffic engineering. Operators can use VCat capabilities to provide on-demand adjustments to client traffic and scheduled data rate patterns. *Service Level Agreements* (SLAs) can be more dynamic, allowing pay-per-use scenarios.

For high-order VCat channels, including VC-3-Xv and VC-4-Xv, the differential delay is measured by examining the *Multi-Frame Indicator* (MFI) that is part of each VCG member's POH. The MFI is located in the H4 byte, and is

incremented in each frame for each member of the VCG. According to [70], "*the evaluation of differences in MFI values between members will reflect the differential delay between any two members that are part of a VCG.*" For low-order VCat channels, including VC-11-Xv and VC-12-Xv, it is necessary to indicate the VC-n-Xv frame count using bit 2 of the POH Z7/K4 channel. This information is contained in 32 bits. Thus, it is necessary to receive 32 multiframes (with 4 frames each) to fully recover this information, resulting in a frame count cycle of 128 frames (or 16 ms).

Figure 3 illustrates how GFP-F adapts Ethernet frames for transportation in two disjoint paths over an SDH network: one direct path from OXC A to C and one path passing through OXC B. First, GFP-F encapsulates each Ethernet frame in a GFP frame, inserting *GFP Idle Frames* in the absence of Ethernet frames (the spaces between adjacent Ethernet frames). The resultant GFP-F stream (constant bit rate) is byte-interleaved in such a way that the first byte of the GFP stream is put into the first VC-12 of the VC-12-10v. The second byte is put into the second VC-12 of the VC-12-10v, and so on, until byte ten of the GFP stream is put into the tenth VC-12 of the VC-12-10v. The procedure continues interleaving one byte into each VC-12 of VC-12-11v, until a loopback is created, sending the 22nd byte in the first VC-12 of VC-12-10v. Both VCs-12-Xv are accommodated by SDH multiplexing on different STMs, which are transported on disjoint fiber optics to other SDH equipment. At OXC C, both VCs-12-Xv are multiplexed again (after differential delay compensation) to rebuild the original GFP frame stream. Any *GFP Idle Frames* are removed and the Ethernet frames are rebuilt.

#### F. Link Capacity Adjustment Scheme

The LCAS protocol was standardized in ITU-T G.7042/Y.1305 [4] in November 2001. The latest review was in March 2006. The main goal of LCAS is to adjust link capacity dynamically according to source and/or destination needs. It provides control and management mechanisms to increase or decrease a VCG's capacity in multiples of a VC-n-1v. LCAS automatically increases and decreases the number of VCs-n in a VC-n-Xv. If the physical link of a group member VC-n suffers a failure, LCAS automatically decreases the number of VCs-n in the VC-n-Xv, becoming a VC-n-(X-1)v. As a consequence, the client flow is spread out over the (X-1) VCs-n. When the physical link failure is repaired, LCAS automatically increases the number of VCs-n in the VC-n-(X-1)v, returning to a VC-n-Xv configuration [64]. This procedure reduces client traffic losses, because the other (X-1) VCs-n remain intact in the event of a simple link failure. These group changes do not interrupt transport service. In addition, the core nodes are transparent for LCAS procedures.

Therefore, LCAS acts to limit failure damage in a virtual concatenated VC. According to [11], "*this important LCAS functionality allows a provider to improve significantly the resiliency offered to end users by provisioning diversely routed SONET/SDH paths that belong to the same VCG.*" Thus, if

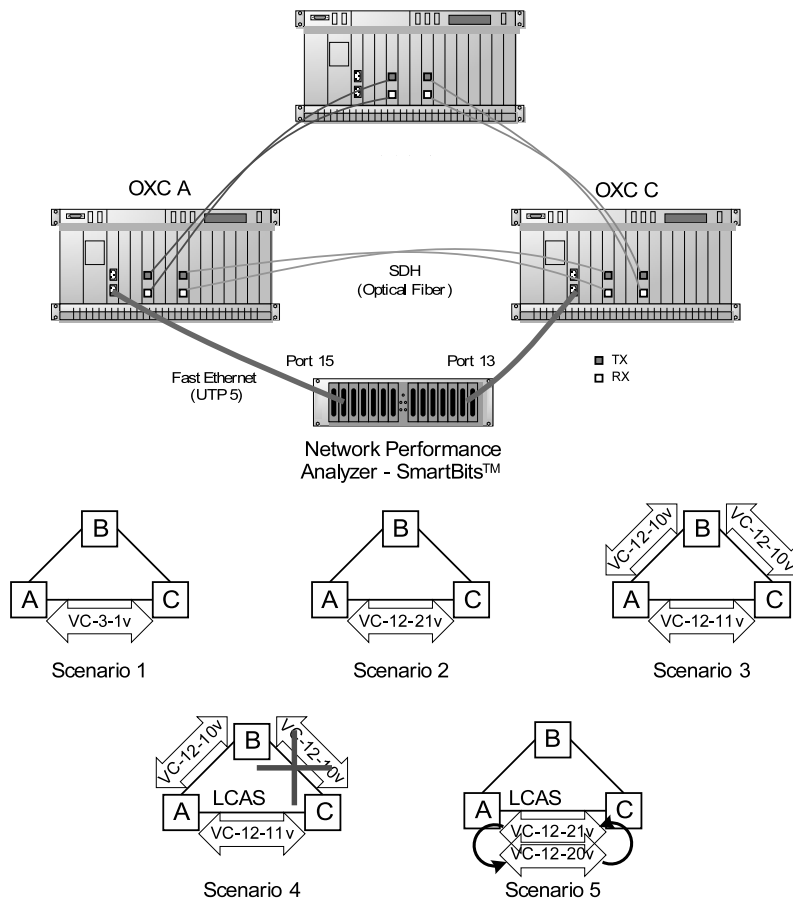


Fig. 4. Network topology and configured scenarios used in laboratory experiments.

diverse routing is used, LCAS could improve the survivability of data traffic without requiring excess data rate allocation for protection.

When LCAS is enabled, link capacity adjustment controls are sent using the VC-n’s POH. For VC-3 and VC-4, The H4 byte is used, while for VC-11, VC-12 and VC-2, bit 2 of the Z7/K4 channel is used. These controls include: the MFI, used to realign the payload of VCG members; the *Sequence Indicator* (SQ), which contains the sequence number of a certain VCG member, i.e., it differentiates the VCs-n inside a VCG; the *Control* (CTRL) field, which allows the source and destination to agree about the VCG members by sending commands to change the number of VCG members in a VC-n-Xv as well as determining the VCG’s status; the *Group Identification* (GID), which identifies the CVG and is used by the receiver to determine which VCG a member belongs to; CRC, for error protection in the LCAS controls; the *Member Status* (MST) field, which reports an individual member’s status (OK or FAIL) to the transmitter; and *Re-Sequence Acknowledge* (RS-Ack) to inform the transmitter about VCG members that have been received successfully. Other references for LCAS are [4], [11], [46], [59], [64].

### 3. PREVIOUS WORK ON ETHERNET-OVER-SDH TRANSPORT PERFORMANCE

Bonenfant and Rodriguez-Moral [48] discussed Ethernet and GbE over SDH in 2001. The paper described three possibilities for transporting physical-layer GbE signals, which are 1.25 Gb/s 8B/10B encoded bit streams: a single WDM wavelength, a single STM-16 or STM-64 to multiplex 1 GbE signals statistically, or 7 virtually concatenated VC-4s (VC-4-7v). Reference [48] briefly presented GFP, VCat and LCAS, and argued that the combination of these technologies “offers an attractive option for carrying data networking protocols over transport networks, and presents an alternative to the use of ATM and MPLS for transport-oriented statistical multiplexing gain.”

In 2002, Scholten et al. [50] provided an introduction to applications for data transport over SONET/SDH, reviewed existing data transport options (as shown in Figure 1), introduced GFP as a new data transport technology and compared GFP transport to popular existing alternatives. The paper argued that “GbE does not fit into STS-12c/VC-4-4c at 622 Mb/s, and wastes data rate if mapped singly into a 2.448 Gb/s (STS-48c/VC-4-16c).” It then provided a discussion about how VCat can be used to solve this problem. Another paper, from Bonenfant and Rodriguez-Moral [59], also discussed GFP in 2002. A comprehensive discussion about mapping options before the arrival of GFP was provided. The authors contend

that “the attractiveness of GFP lies in its combination with the co-developed VCat and LCAS.” Also, the paper contends that 100 Mbit/s Fast Ethernet frame traffic can be mapped to a VC-11-64v with 98% bandwidth efficiency, and that 1 GbE frame traffic can be mapped to a VC-4-7v with 95% bandwidth efficiency. Gorshe and Wilson [60] also published a paper about GFP and its role in EoS. Bonenfant and Rodriguez-Moral [48], [59] presented VCat mapping possibilities for ESCON, Fibre Channel, FICON and GbE.

In 2002, Li et al. [51] still proposed a hardware architecture to encapsulate Ethernet frames using VC-12-Xv. The authors proposed a solution to deal with the different path delays experienced by VCG members at the receiver side. The compensation was performed by jumping to different writing addresses in physical memory based on each VCG constituent’s MFI. The paper also proposed an approach to receiver queue dimensioning that deals with this delay.

Another 2002 paper that proposed a hardware architecture that uses VCat for EoS was published by Shi et al. [69]. In this work, a proposal to compensate the *differential delay* was presented. Garg and Paul [68] presented a differential delay handler for a SONET frame receiver. The handler is composed of an array of *Random Access Memory* (RAM), which is used to store each received VC-n-Xv group member bit stream. There is also a classifier that uniquely identifies each received VC-n based on its H4 byte or K4 byte, depending on VC type. After classification, a memory controller chooses RAM to store the VCs-n being received. A calculator determines the current *differential delay* based on stored streams, and delay compensation is performed by realigning the VCs from stored frames. According to the authors, “*the amount of storage depends on the maximum differential delay required.*” As previously described, ITU-T recommends a maximum of 256 ms for a VC-n-Xv. However, typical values are equivalent to 256 frames or  $125\mu s * 256 frames = 32ms$  [68]. This results in a 75 Mbit [68] storage requirement to compensate +/- 16 ms of *differential delay* at OC-48/STM-16 speed. The work also discussed what types of memory could be used to fulfill this high-density memory requirement.

In 2004, Ramamurti et al. [12] highlighted some important issues regarding EoS deployment. The paper discussed the impact of *Inter-Frame Spacing* on Ethernet mapping over SDH. According the authors, IFS can vary from 20 bytes to greater values to adjust the nominal data rates of Ethernet frames to SONET/SDH rates. The authors also warned that “*Ethernet frame loss can occur when the Ethernet source generates traffic at full line rate (100 percent utilization), even when the SONET/SDH bandwidth greatly exceeds the required Ethernet bandwidth.*” Finally, the work questioned the importance of performance monitoring on EoS networks.

Barlow [70] discussed Ethernet delay in EoS in a 2004 white paper. The paper focused on the several components that contribute to the total delay in EoS and briefly discussed the measurement techniques necessary to experimentally evaluate performance. The methodology described by Barlow is based on RFC 2544 [71]. We also used this methodology as will be presented in Subsection 5.A.

In 2005, Dahai [72] compared GFP to LAPS Ethernet

encapsulation over SDH. Some experiments have been performed on hardware to evaluate the frame loss rate of both protocols. The author’s conclusion was that “*frame length is a key factor of network performance in data transmission. It is obvious that GFP has some advantages than LAPS in the demand-based data service network.*” In 2005, Gunreben and Gauger [73] proposed dynamic bandwidth allocation in EoS using VCat and LCAS. The idea was to dynamically change the number of VCs in a VCG according to traffic demands. An aggregated traffic model was constructed using the M/Pareto distribution, and three controllers for bandwidth estimation were developed. The paper also discussed traffic scenarios in which dynamic data rate allocation could improve EoS efficiency.

Ge and Yoshimura [74] presented the design and implementation of an EoS chip. The proposed chip structure allows the internal workings of EoS hardware to be understood. The paper also discussed the role of buffers in the rate adaptation problem. A mathematical queuing theory traffic model was used. In our work, we used real equipment rather than an emulator or simulator, as will be discussed in subsection 5. Therefore, we did not have access to the equipment architecture, which complicated any kind of queuing model.

Kuri et al. [75] quantified the savings that VCat provides over CCat. Performance evaluation was done by means of mathematical modeling using combinatorial optimization and computational calculations.

In 2006, Kim et.al. [76] discussed the role of EoS in routing/switching with QoS. This paper also presented a discussion about the evolution of EoS as well as a hardware solution called the *QoS Switch/Router* (QSR). Some details of the hardware were presented. Also in 2006, He et al. [11] discussed three Ethernet transportation technologies: *transporting Ethernet services over a pure switched Ethernet network, over an IP /MPLS network and over the SDH-based Multiservice Transporting Platform (MSTP)*. More interestingly, the final section of the paper provided a performance evaluation of these Metro Ethernet transportation services in terms of encapsulation efficiency, end-to-end delay and fault protection. The presented efficiency results will be compared with the ones discussed in this paper in Subsection 5.C.4.

In another 2006 paper, Bernstein et al. [64] summarized the capabilities and limitations of the application of VCat/LCAS not only in SDH, but also in PDH and OTN. The authors argued that the total delay of an aggregated signal will be equal to the delay of the component signal that travels along the longest path. The paper also presented the maximum differential delay and the LCAS notification time of various VCat signals, according to given standards. Tzeng and Chiu [77] proposed a hardware architecture to transport 4 GbE and 20 Fast Ethernet signals over an OC-48 SONET connection. The paper discussed several tradeoffs in VCat/LCAS hardware design. It also provided a solution to minimize memory usage when solving the *differential delay* problem.

Finally, in 2007, Wentao et al. [78] discussed two schemes for Ethernet over E1 (PDH). The paper evaluated the throughputs and delay performances of these schemes. Analytical results were compared with experimental test results obtained



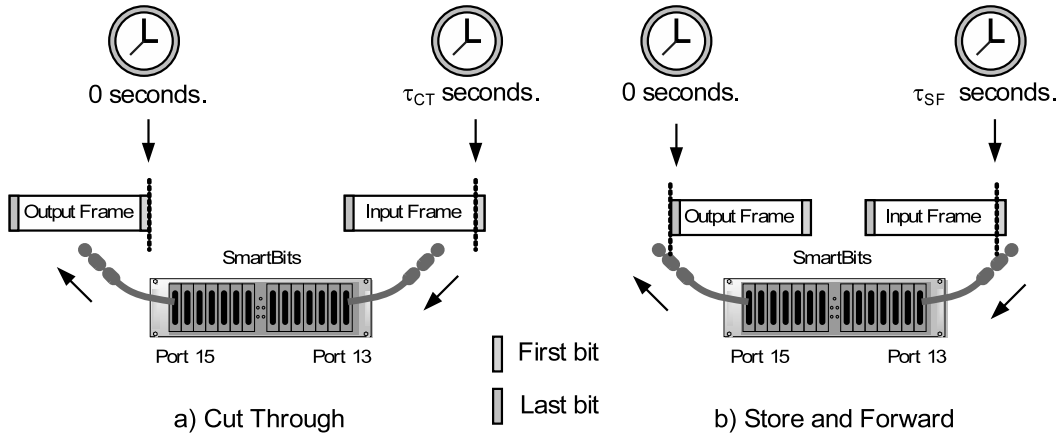


Fig. 5. Methods of measuring delay.

from a *Field Programmable Gate Array* (FPGA) implementation.

#### 4. ANALYTICAL TREATMENT OF THROUGHPUT, EFFICIENCY AND DELAY IN EOS

GFP frames are accommodated in VCs-n-Xv, and therefore the expressions derived here are for GFP-F mode only. To our knowledge, we do not found in the literature a set of equations like this. It is assumed that no Ethernet frames are lost in the encapsulation/mapping procedure, and the Ethernet traffic is assumed to be controlled to achieve this assumption of lossless encapsulation. The SDH network is assumed to be error-free.

The GFP frames per second that can be mapped in a VC-n-Xv is given by:

$$FR_{GFP}^{\hat{}} = \frac{MBR_{VC-n-Xv} * 10^6 bps}{8bits * (Payload_{GFP} + 8bytes)} \quad (1)$$

Where  $MBR_{VC-n-Xv}$  is the nominal Megabit rate of the VC-n-Xv used in VCat, and  $Payload_{GFP}$  is the length, in bytes, of the content encapsulated in a GFP frame payload. As shown in Figure 2,  $Payload_{GFP}$  is the Ethernet payload plus an additional 18 bytes. Because each Ethernet frame that passes EoS hardware is mapped to only one GFP frame, there is a one-to-one relation between the number of transmitted Ethernet and GFP frames. Therefore, the variable  $FR_{GFP}^{\hat{}}$  is equal to  $PF\hat{R}_{Eth}$ , which is defined as the passed Ethernet frame rate. It is also useful to derive the maximum Ethernet frame rate that can be received in the link that delivers the frames to the EoS hardware:

$$MF\hat{R}_{Eth} = \frac{Capacity_{Eth} * 10^6 bps}{8bits * (Payload_{GFP} + 20bytes)} \quad (2)$$

Where  $Capacity_{Eth}$  is the Megabit rate of the Ethernet line to the EoS hardware.

From equation (1), it is possible to derive the number of GFP frames transmitted in  $t$  seconds  $XmtFrames_{GFP} = FR_{GFP}^{\hat{}} * t$ .

The number of GFP frames received in  $t$  seconds,  $RcvFrames_{GFP}$ , is equal to the number of transmitted GFP frames. Therefore,  $RcvFrames_{GFP} = XmtFrames_{GFP}$ .

An equation can also be derived for the number of GFP payload bytes received in  $t$  seconds  $RcvPayloadBytes_{GFP} = RcvFrames_{GFP} * Payload_{GFP}$ .

Still using (1), the Megabit rate of Ethernet can be obtained from:

$$MBR_{Eth}^{\hat{}} = \frac{8bits * FR_{GFP}^{\hat{}} * (Payload_{GFP} + 20bytes)}{10^6 bps} \quad (3)$$

It is also possible to calculate the percentage of  $MBR_{Eth}^{\hat{}}$  that can be accommodated by the SDH network. It is given by  $\%P_{\hat{a}}ssed$  and calculated by dividing  $MBR_{Eth}^{\hat{}}$  by  $Capacity_{Eth}$ .

From Figure 2, it is also possible to determine the effective Megabit rate available for Ethernet clients ( $MBR_{Client}^{\hat{}}$ ), which is defined as:

$$MBR_{Client}^{\hat{}} = \frac{FR_{GFP}^{\hat{}} * [Payload_{GFP} - 18bytes] * 8bits}{10^6} \quad (4)$$

Based on the same figure,  $MBR_{PayloadGFP}$  can be calculated from  $FR_{GFP}^{\hat{}} * Payload_{GFP} * 8ns$ . The Megabit rate of GFP frames,  $MBR_{GFP}^{\hat{}}$ , is given by  $MBR_{GFP}^{\hat{}} = FR_{GFP}^{\hat{}} * [Payload_{GFP} + 8] * 8ns$ . Note that this expression will produce the same value as  $MBR_{VC-n-Xv}$ , because both rates are considered to be the same. The Megabit rate of Ethernet frame headers ( $MBR_{EthHeader}^{\hat{}}$ ) can be defined as  $MBR_{EthHeader}^{\hat{}} = MBR_{PayloadGFP} - MBR_{Client}^{\hat{}}$ . It is also possible to determine  $MBR_{GFPHeader}^{\hat{}}$ , which is the Megabit rate expended on GFP headers and is calculated by  $MBR_{GFPHeader}^{\hat{}} = MBR_{GFP}^{\hat{}} - MBR_{PayloadGFP}$ .

Two variables describing efficiency can be used: the GFP encapsulation efficiency, defined as:

$$\eta_{1GFP}^{\hat{}} = \frac{RcvPayloadBytes_{GFP}}{RcvFrames_{GFP} * (Payload_{GFP} + 8bytes)}, \quad (5)$$

and the efficiency of EoS, defined as:

$$\eta_{1EoS}^{\hat{}} = \frac{(MF\hat{R}_{Eth} * \%P_{\hat{a}}ssed) * (Payload_{GFP} - 18) * 20}{RcvFrames_{GFP} * (Payload_{GFP} + 8)} \quad (6)$$

The most important components of the delay in Ethernet over SDH networks using GFP, VCat and LCAS are the propagation, emission and differential delays. The first emission delay that can be considered is the Ethernet frame emission delay:

$$\tau_{Eth}^{\hat{}} = \frac{(Payload_{GFP} + 20bytes) * 8bits}{Capacity_{Eth} * 10^6bps} \quad (7)$$

Note that this delay also occurs at any SDH destination equipment, as every Ethernet frame must be emitted to the destination Ethernet switch.

A second emission delay to consider is the GFP frame emission delay, which appears when a GFP frame is transmitted as a VC-n-Xv. It is given by:

$$\tau_{GFP}^{\hat{}} = \frac{(Payload_{GFP} + 8bytes) * 8bits}{MBR_{VC-n-Xv} * 10^6bps} \quad (8)$$

Propagation delay depends on the link length and on the velocity of the light in the fiber optic medium. The differential delay depends on the path differences experienced by each VC-n-Xv. The solution adopted to deal with this delay may also add implementation-dependent delays.

## 5. EXPERIMENTAL MEASUREMENT AND PERFORMANCE EVALUATION

This section presents results from an experimental performance evaluation of EoS scenarios as well as a comparison with the expressions presented previously. Five scenarios will be examined, and the resulting throughputs, efficiencies and delays will be presented and discussed.

### A. Experimental Network Configuration and Measurement Set-up

Figure 4 shows the considered network topology. It is composed of three realistic cross-connects with support for NG-SDH and a network performance analyzer. In this section, the experimental results obtained using a SmartBits<sup>TM</sup> performance tester will be presented and discussed.

The SmartBits equipment facilitates performance evaluation of Ethernet-inter-connected devices. The equipment uses a performance benchmarking methodology specified in RFC 2544 [71]. In this methodology, the transmitter sends a certain number of frames over a pre-defined time interval. If some frames are lost, the equipment discards the measurement and tries again with a minimal number of frames. If no frames are lost with this minimal quantity, the equipment tries to increase the number of transmitted frames, until it reaches a maximum number of frames that can be transmitted without loss. Therefore, measured results were obtained only if no Ethernet frames were lost.

In order to compare the overhead of different scenarios, we used the same time duration for all experiments. This explains why we do not use experiment duration times that are integer multiples of Ethernet frame emission times. The objective was to compare absolute results of 20 second experiments. However, this approach led to some discrepancies due to frame fragments.

From field experience, and because SDH networks are deterministic and very stable, we determined that 20 seconds would be sufficient time to obtain satisfactory results and validate analytical expressions. During experimentation, the laboratory temperature and humidity were kept constant, the same synchronization reference was used and the equipment energy source was stabilized, thereby eliminating various important sources of variation and maintaining a consistent test scenario during all measurements. In addition, the number of frames transmitted in 20 seconds was large enough to ignore transitory behavior.

In the first scenario, a VC-3-1v was directly established between OXCs A and C of Figure 4. In the second scenario, a VC-12-21v, which is 21 virtually concatenated VC-12s, was directly established between OXCs A and C. In scenario three, a VC-12-21v was established using two different paths. A VC-12-11v was directly established between OXCs A and C, while a VC-12-10v was established from OXC A to B, and then from OXC B to C. Notice that the third scenario is almost identical to the second one, except for the employed path. Scenarios 4 and 5 used LCAS. In scenario 4, link B-C was torn down and LCAS was automatically used. In scenario 5, LCAS was used to decrease/increase a VC-12-21v by one VC-12.

The SmartBits equipment was used to generate Ethernet traffic, to adjust frame size and rate, and to measure results. The experiments used two ports of the equipment (see Figure 4), one to transmit traffic (port 15) and other to receive traffic (port 13) and measure results. *SmartApplications*<sup>TM</sup> version v2.32 was used, which transmits fixed-length frames at 100 Mbit/s. Data were collected for frame sizes of 64, 256, 512, 1024 and 1518. For each frame size, the sequence of frames was encapsulated into GFP without loss, using the available bandwidth in this VC.

As can be seen in [11], the latency tests were done after throughput tests, at a rate below the minimum rate that caused frame loss. This prevents the loss of timestamp-tagged frames in latency tests.

### B. Experimental Performance Metrics

This section describes the several metrics that SmartBits equipment uses to experimentally determine Ethernet performance.

The Ethernet frame rate submitted to achieve 100 Mbit/s at the beginning of the experiment is given by  $MFR_{Eth}$ . This measure includes 12 bytes of interframe gaps. Note that the Ethernet frame rate required to achieve 100 Mbit/s can be obtained from the measured data by using  $MFR_{Eth} * (Payload_{GFP} + 20bytes) * 8bits$ .

$FR_{GFP}$  is the number of GFP frames transmitted in one second to achieve a certain VC-n-Xv rate.

$\%Passed$  gives the percentage of  $MFR_{Eth}$  that passed to the SDH network without loss, and is equal to  $FR_{GFP}$  divided by  $MFR_{Eth}$ .

The measurements  $XmtFrames_{GFP}$ ,  $RcvFrames_{GFP}$ ,  $RcvPayloadBytes_{GFP}$  and  $RcvPayloadBytes_{GFP}$  are counters.  $XmtFrames_{GFP}$  is the total number of GFP frames transmitted within 20 seconds, which was the time

interval chosen for the test.  $RcvFrames_{GFP}$  is the total number of GFP frames received on port 13 of the SmartBits equipment.

If the beginning of a GFP frame arrived at the SmartBits after exactly 20 seconds, it was counted as an entire received frame. However, only the received bytes were counted in the variable  $RcvPayloadBytes_{GFP}$ . This leads to some discrepancy among the measured variables, as  $RcvFrames_{GFP}$  is an integer number.  $RcvPayloadBytes_{GFP}$  is the total amount of bytes received in GFP payloads. Therefore,  $RcvPayloadBytes_{GFP} = RcvFrames_{GFP} * Payload_{GFP}$ . The  $FR_{GFP}$  variable can be related to  $RcvPayloadBytes_{GFP}$  by  $FR_{GFP} = RcvFrames_{GFP}$  divided by  $t=20$  seconds.

The delay measure  $\tau_{CT}$  is the difference between the time that the end of the first bit of the input frame reaches the input port (port 13 of SmartBits) and the time that the start of the first bit of the output frame is seen on the output port (port 15). The measure  $\tau_{SF}$  is the difference between the time that the first bit of the input frame reaches the input port (port 13) and the time that the last bit of the output frame is seen on the output port (port 15). Figure 5 illustrates these measurement methods used by the *SmartApplications<sup>TM</sup> v2.32* software. The difference between  $\tau_{SF}$  and  $\tau_{CT}$  is the Ethernet frame emission delay  $\Delta\tau = \tau_{CT} - \tau_{SF}$ .

### C. Throughput and Efficiency Results

1) *First Scenario: Ethernet/GFP/VC-3-1v*: In this scenario, a VC-3-1v, which is a virtually concatenated VC-3, was established directly between OXCs A and C of Figure 4. A VC-3-1v has 48.384 Mbit/s available for payload, as C-3 has 9 lines versus 84 columns of payload capacity, which are transmitted every 125  $\mu$  seconds. Table I shows that as the frame size increased,  $FR_{Eth}$  and  $XmtFrames_{GFP}$  decreased, while  $RcvPayloadBytes_{GFP}$  increased. In other words, as the length of the GFP payload increased ( $Payload_{GFP}$ ), more bytes were received and the Ethernet frame (+gap) rate decreased, along with the number of transmitted GFP frames. It can also be seen that the number of transmitted GFP frames ( $XmtFrames_{GFP}$ ) was equal to the number of received frames ( $RcvFrames_{GFP}$ ), confirming that no Ethernet frames were lost in this experiment.

In Table III, the experimental results were used as input to the analytical expressions to allow comparisons between calculated and measured quantities. We use a tilde over semi-analytical variables. From Table I,  $\tilde{FR}_{GFP}$  was 83893 GFP frames per second when  $Payload_{GFP}$  was equal to 64 bytes. The Ethernet header occupies 18 bytes of this 64 bytes. Thus,  $\tilde{MBR}_{EthHeader}$  was equal to 12.080592 Mbit/s. The GFP header occupies another 8 bytes of this 64, wasting another 5.37 Mbit/s ( $\tilde{MBR}_{GFPHeader}$ ). When  $Payload_{GFP}$  is equal to 1518 bytes,  $\tilde{FR}_{GFP}$  is reduced to 3968 GFP frames. The Ethernet header occupies 18 bytes of this 1518 bytes, wasting 0.843696 Mbit/s ( $\tilde{MBR}_{EthHeader}$ ). The GFP header occupies another 8 bytes of this 1518, wasting 0.25 Mbit/s ( $\tilde{MBR}_{GFPHeader}$ ). In summary, the bit rate available for clients ( $\tilde{MBR}_{Client}$ ) increases with  $Payload_{GFP}$ , confirming

that a larger payload area increases the available bit rate for clients. The VC-3-1v capacity is approximately equal to the Megabit rate of GFP frames ( $\tilde{MBR}_{GFP}$ ).

As expected, the GFP encapsulation efficiency  $\eta_{1\tilde{GFP}}$ , as defined by equation (5), increased from 88.89% to 99.48% when  $Payload_{GFP}$  was increased from 64 bytes to 1518 bytes, for an improvement of 11.91%. The fraction of resources devoted to overhead decreases as frame size increases, thus increasing the resources available for payload and improving efficiency. The EoS encapsulation efficiency  $\eta_{1\tilde{EoS}}$ , as defined by equation (6), increased from 63.89% to 98.29%. As expected, overall EoS encapsulation efficiency is less than that of standalone GFP technology, as GFP has less overhead.

Table II shows the analytical calculations for Scenario 1. The measured  $FR_{GFP}$  for  $Payload_{GFP}$  equal to 64 bytes was 83893 frames/second, while the calculated result,  $\tilde{FR}_{GFP}$ , was 84000 frames/second, 0.1275% higher than the measured value. For  $Payload_{GFP}$  equal to 1518 bytes, the measured  $FR_{GFP}$  was 3968 frames/second, while the calculated value,  $\tilde{FR}_{GFP}$ , was 3963.3 frames/second, 0.1183% smaller than the measured value.

All of the values in both tables were compared and the error in the analytical expressions was limited to 0.12802%. In summary, when Table II is compared with Table I, it is seen that the derived expressions satisfactorily approximate the measured results. Interestingly, the difference between the analytical expressions and the measured data was reduced as  $Payload_{GFP}$  was increased.

2) *Second Scenario: Ethernet/GFP/VC-12-21v*: In the second scenario, a VC-12-21v, which is 21 virtually concatenated VC-12s, was established directly between OXCs A and C of Figure 4. A VC-12 has 2.176 Mbit/s of payload, as a C-12 has 34 bytes of payload capacity transmitted every 125  $\mu$ seconds. To understand why this VCat configuration was chosen, it is necessary to remember that a *Tributary Unit Group 3 (TUG-3)* can be formed by one VC-3 or 21 VCs-12. Therefore, the two signals are similar from the TUG-3's point of view, but a VC-12-21v has 21 x 2.176 Mbit/s, or 45.696 Mbit/s, while a VC-3 has 48.384 Mbit/s.

Table IV shows that  $FR_{Eth}$  and  $XmtFrames_{GFP}$  decreased as  $Payload_{GFP}$  increased, as in Scenario 1. The number of transmitted GFP frames ( $XmtFrames_{GFP}$ ) was equal to the number of received frames ( $RcvFrames_{GFP}$ ). In Table VI the experimental results were used as input to the analytical expressions. The Ethernet overhead for all  $Payload_{GFP}$  was larger than that of GFP-F. Again, the bit rate available for clients ( $\tilde{MBR}_{Client}$ ) increased with  $Payload_{GFP}$ . The Megabit rate of GFP frames ( $\tilde{MBR}_{GFP}$ ) was slightly higher than the VC-12-21v capacity, as the measurement included frames that were not entirely received during the 20 second time interval.

The GFP encapsulation efficiency  $\eta_{1\tilde{GFP}}$  increased from 88.89% to 99.48% when  $Payload_{GFP}$  increased from 64 bytes to 1518 bytes. The EoS encapsulation efficiency  $\eta_{1\tilde{EoS}}$  increased from 63.89% to 98.29%. This occurred because as the frame gets larger, the overhead has less of an effect on the EoS efficiency. Table V shows the analytical results for Scenario 2. All of the values in both tables were compared



and the difference between the computed and measured results was limited to 0.118544%.

3) *Third Scenario: Ethernet/GFP/(VC-12-10v+VC-12-11v)*: In this scenario, a VC-12-21v was established using two different paths. A VC-12-11v was established directly between OXCs A and C of Figure 4, while a VC-12-10v was established from OXC A to B, and then from OXC B to C. Both virtual concatenated VCs have a capacity of 45.696 Mbit/s. Note that this scenario produced results almost identical to the previous scenario. The main difference was the path that VCat used. However, in contrast to what one might think, the results are identical to those presented in Section 532. That is, there was no measured difference in the throughputs and efficiencies of scenarios 2 and 3, and the VCat mechanism does not affect these metrics in the considered scenarios.

4) *Discussion: Scenarios 1, 2 and 3*: Figure 6 compares the measured  $\hat{MFR}_{Eth}$  with the analytical  $\hat{MFR}_{Eth}$  for the three scenarios. The number of Ethernet frames (+gaps) per second submitted by SmartBits is equal in all scenarios to allow for comparison among them. Observe that the Ethernet frame rate is larger for smaller GFP frames, because every Ethernet frame is accommodated in exactly one GFP frame.

$\hat{FR}_{GFP}$  was greater in Scenario 1 than in Scenarios 2 and 3 (see Figure 7). This is because a VC-3-v has 2.688 Mbit/s more useful bandwidth than a VC-12-21v (or a VC-12-10v and a VC-12-11v). The difference between GFP frame rates among the scenarios is larger for smaller frames, because more GFP frames were generated when a smaller  $\hat{Payload}_{GFP}$  was used. The  $\hat{FR}_{GFP}$  values computed from Equation (1) are quite close to the measured values for all scenarios.

Figure 8 compares the measured percentages of Ethernet traffic passed to SDH without loss. Notice that %Passed depends on the Megabit rate of complete Ethernet frames. Thus, it was reduced when the Ethernet frame size was increased, as there are proportionally fewer header bytes in large frames. This explains why the curve on Figure 8 becomes flat. The analytical %Passed values are quite close to the measured %Passed values.

The 2.688 Mbit/s rate difference between VC-3-1v and VC-12-21v is equivalent to 5.88235% of the VC-12-21v bandwidth. If we increase the obtained %Passed values in Scenarios 2 and 3 by this amount, they are approximately equal to the %Passed in Scenario 1. For example, consider the %Passed for a GFP payload of 64 bytes. In Scenario 1, the %Passed was equal to 56.38%, while in Scenarios 2 and 3 it was equal to 53.33%.  $53.33\% * (1 + 0.0588235) = 56.46\%$ , which approximates Scenario 1. This shows that there is proportional behavior in the curve of %Passed versus  $\hat{Payload}_{GFP}$  for different VCat configurations.

Figure 9 shows the number of GFP frames transmitted in 20 seconds. Notice that  $XmtFrames_{GFP}$  and  $RcvFrames_{GFP}$  are equal in each scenario, as  $\hat{FR}_{GFP}$  was adjusted to prevent the loss of Ethernet frames. The results of Scenario 1 were a little bit larger than those of Scenarios 2 and 3, again because of the 2.688 Mbit/s rate difference between VC-3-1v and VC-12-21v. Both variables decreased as  $\hat{Payload}_{GFP}$  increased, as explained before. The  $XmtFrames_{GFP}$  values closely

follow the measured number of transmitted GFP frames.

Figure 10 compares  $\hat{MBR}_{Client}$  and  $\hat{MBR}_{Eth}$ , which were semi-analytically calculated from the measured data, with  $\hat{MBR}_{Client}$  and  $\hat{MBR}_{Eth}$ , calculated directly from analytic expressions. The throughput available for Ethernet clients ( $\hat{MBR}_{Client}$ ) increased as the GFP frame increased (as did the payload), because the header remained the same size. The difference in  $\hat{MBR}_{Client}$  and  $\hat{MBR}_{Eth}$  for Scenarios 1 and 2/3 is caused by the difference in the rates of VC-3-1v and VC-12-21v. This figure also allows us to see that  $\hat{MBR}_{Client}$  gets closer to  $\hat{MBR}_{Eth}$  as the EoS efficiency increases, as more bytes are available to the client. The worst case  $\hat{MBR}_{Client}$  was obtained when  $\hat{Payload}_{GFP}$  was 64 bytes long. Therefore, larger frames provide better client rates in these scenarios.

Figure 11 compares  $\hat{MBR}_{PayloadGFP}$  and  $\hat{MBR}_{GFP}$  with  $\hat{MBR}_{PayloadGFP}$  and  $\hat{MBR}_{GFP}$ . The  $\hat{MBR}_{GFP}$  remains nearly constant for all GFP payload lengths. This is because the GFP filled out all of the available VC-n-Xv capacity with reduced Ethernet frames. Note that some calculated  $\hat{MBR}_{GFP}$  values are higher than the available VC-n-Xv capacities, as there were some situations in which incomplete frames were received and counted as complete frames.

Figure 12 compares the Mbit/s wasted in Ethernet and GFP headers. Obviously, the wastes were reduced when SmartBits increased the Ethernet frame lengths. It is important to note that Ethernet overhead wasted 44.45% more bit rate than the GFP overhead in the employed configuration.

Figure 13 compares the GFP and EoS efficiencies calculated by Equations (5) and (6). Interestingly, all of the scenarios produced the same  $\eta_{1GFP}$  and  $\eta_{1EoS}$  at a given  $\hat{Payload}_{GFP}$ . This proves that the GFP encapsulation procedure is independent of the VC-n-Xv scenario configured using VCat. The use of different paths for the VC-12-10v and VC-12-11v in Scenario 3 did not affect the efficiency. However, in terms of availability, Scenario 3 offers a configuration that is more resilient to possible path faults. In the event of a path fault, the LCAS protocol must be used. Subsection 535 investigates LCAS usage in this network topology.

Finally, Figure 13 shows a curve of the encapsulation efficiency reproduced from [11]. The encapsulation efficiency is defined as the “percentage of the link bandwidth used by the payload when transmitting Ethernet traffic” at 100 Mbit/s. Although this definition is different from the one adopted here, it is possible to see that our curves have a similar shape as that of He et al.

5) *Fourth Scenario: Ethernet/GFP/(VC-12-10v+VC-12-11v) using LCAS*: In this scenario, LCAS was used to send management information from a VC-n-Xv source to its destination to inform that a link was torn down. When this occurs, the VC-n-Xv capacity is reduced according to the failed virtual concatenated VCs bandwidth. If LCAS is not being used, then all VCs-n-Xv are lost. The configuration of Scenario 3 was used to verify the benefits of LCAS. First, the link between equipment B and C was removed (second column in Table VII). Thus, only the VC-12-11v remained. The number of GFP frames per second passed to complete the VC-12-11v without loss was significantly reduced, by

52.30096%. Notice that the reduction in rate from VC-12-21v to VC-12-11v is equal to 52.38095%. The other variables were similarly affected. The efficiencies defined in Equations (5) and (6) remained the same for three columns. When the link was recovered, the VC-12-10v returned (column three), and the metrics returned to their exact values before the failure. This demonstrates the advantages of LCAS in availability and failure recovery. LCAS offers VC protection when different paths are used to transmit virtual concatenated VCs.

6) *Fifth Scenario: Ethernet/GFP/VC-12-Xv using LCAS:*

In this experiment, we investigated the capacity of LCAS to dynamically decrease and increase virtual concatenated VCs inside a VC-n-Xv. The measurements were done at three moments: before a VC-12 was decreased (VC-12-21v), after it was decreased (to a VC-12-20v) and when LCAS returned the lost VC-12 (VC-12-21v). The VC-12-21v was passed through link A-C as in Scenario 2. Table VII shows the obtained results.  $\hat{FR}_{GFP}$  was reduced by 5.00717%.  $\hat{MBR}_{GFP}$  was reduced by 2.17984 Mbit/s. Notice that the reduction in rate from VC-12-21v to VC-12-20v is equal to 5%. Again, the other variables were similarly affected. These changes were set up by means of a *Network Management System (NMS)*, which configured LCAS to make bandwidth adjustments. It is not necessary to stop service to adjust bandwidth. We confirmed the quotation from [64]: “VCAT/LCAS itself provides a graceful degradation (reduction of bandwidth) in response to VCat group component failures.”

#### D. Delay Results

For the delay experiments, SmartBits filled out 30 Mbit/s of the 100 Mbit/s link capacity. The submitted Ethernet frames (+gaps) per second for all scenarios is shown in Table IX. Again, it is possible to confirm the submitted Ethernet traffic by considering  $Payload_{GFP}$  to be equal to 64 bytes, as  $30\text{Mbit/s} = 44643 * (64 + 20\text{bytes}) * 8\text{bits} = 30000096\text{bps}$ .

1) *First Scenario: Ethernet/GFP/VC-3-1v:* Table X summarizes the results for Scenario 1. As expected, the mean total delay increased with the length of  $Payload_{GFP}$ . The difference between the cut-through and store-and-forward ( $\Delta\tau$ ) measured port-pair latencies is identical for both bit rates. In fact, it was seen that this value is equal to the emission delay of a  $Payload_{GFP}$  at 100 Mbit/s. It can be calculated from  $\tau_{Payload_{GFP}} = Payload_{GFP} * 80\text{ns}$ . For example, consider a GFP payload of 512 bytes. In this case,  $\tau_{Payload_{GFP}} = 512 * 80\text{ns} = 40.96\mu\text{s}$ . This expression follows the results shown in Table X.

Figure 14 compares  $\tau_{CT}$  and  $\tau_{SF}$ . It can be seen that the measured cut-through delay is greater than the store-and-forward delay. The figure also presents a curve obtained from He et al. [11]. The authors used a similar methodology to measure the average end-to-end delay in an Ethernet over GFP over VC-12-46v configuration. However, this measurement was taken with a submitted rate of 90% of a Fast Ethernet link. Although this result was obtained with a markedly different configuration and equipment, it is possible to see the same linearly increasing pattern obtained in our results (refer to  $\tau_{VC-12-46v}$ ). A VC-12-46v has a rate of 100.096 Mbit/s.

2) *Second Scenario: Ethernet/GFP/VC-12-21v:* The port-pair latency for the second scenario is shown in Table XI. The values were considerably larger than those of Scenario 1, basically because VC-12-nv was chosen. For example, consider the smallest delay, which increased from 136.9  $\mu\text{s}$  to 521.3  $\mu\text{s}$ . These values are still very small for the vast majority of network applications. Interestingly,  $\Delta\tau$  was identical to that of Scenario 2. Also, an inversion occurred in the measured  $\tau_{CR}$  and  $\tau_{SF}$  when  $Payload_{GFP}$  was equal to 256 bytes. We were unable to determine the reason for this behavior. Figure 15 compares  $\tau_{CT}$  and  $\tau_{SF}$ .

3) *Third Scenario: Ethernet/GFP/(VC-12-10v+VC-12-11v):* The results for the last scenario are shown in Table XII. They are similar to those of Scenario 2, but slightly larger. VC-12-Xv was used in this situation, as in the previous scenario.  $\Delta\tau$  was again identical to those of Scenarios 1 and 2. The measured  $\tau_{CT}$  and  $\tau_{SF}$  at 30 Mbit/s remained higher when  $Payload_{GFP}$  was smaller than 256 bytes. Above this payload size, both rate configurations produced nearly the same port-pair latencies.

## 6. FINAL REMARKS

This tutorial presented the main EoS technologies and describing their central features. Previous works concerning EoS performance evaluation were discussed, providing a comprehensive overview of the essential drawbacks. We presented a set of analytic expressions for EoS throughput, efficiency and delay. We also presented a detailed overview of configurations and procedures for measurements, providing a methodology for measurement and performance evaluation of EoS networks. Finally, we discussed the results measured at Telefonica S.A. testbed and compared them to theoretical expressions. It is important to notice that obtained results guided Telefonica S.A. in implementing EoS networks in its real operation network.

When comparing theoretical throughput and efficiency results with measured values, the errors were limited to 0.13%, validating the presented analytical formulations. We observed that the throughputs and efficiencies of Scenarios 2 and 3 were identical, even though different paths were used for the virtually concatenated VC-12s. This demonstrates that despite the use of different paths, SDH maintains throughput and efficiency. Also, as expected, the throughput available for Ethernet clients increased as the Ethernet frame length increased, as the Ethernet and GFP frame overheads were reduced. Therefore, network operators should increase the Ethernet frame length as much as possible to improve throughput and efficiency. The measured EoS throughput for a VC-3-1v could increase from 63.89% to 98.3% if the Ethernet frames (+gaps) were increased from 84 bytes to 1538 bytes, representing an improvement of 53.85%.

The overhead wastes for Ethernet and GFP were analyzed, and it was shown that Ethernet wastes 44.45% more bandwidth than GFP, although there were significant differences between the roles of Ethernet and GFP on the network. This also demonstrates the efficiency wastes that must be tolerated when interconnecting two technologies not originally designed to work together.

Two latency performance measurements were analyzed: cut-through and store-and-forward. We noticed that the difference between them was identical for all scenarios and increases with the GFP Payload length. In fact, this difference is equal to the emission delay of a GFP Payload at 100 Mbit/s, and it is caused by the measurement procedure. The Cut-through delay values of Scenario 2 were considerably larger than those of Scenario 1, even though no different paths were used in VCat. We suppose that the equipment used different treatments for VC-12-nv and VC-3-1v. The measured latency of Scenario 3 was a slightly larger than that of Scenario 2, because two different paths were used on VCat. Generally speaking, the lossless experiments demonstrated that the measured delay is “well-behaved”, regardless of the mapping hardware.

We also used LCAS to send management information from a VC-n-Xv source to its destination, informing the destination where a fiber link was torn down. When this operation occurred, the number of GFP frames per second passed to complete the VC-12-11v without loss was significantly reduced, by 52.30096%. The efficiency remained the same. When the link was recovered, the performance metrics returned to the exact values they had before the failure, demonstrating the graceful operation of LCAS. Also, we investigated the capacity of LCAS to dynamically decrease and increase virtual concatenated VCs in a VCG. The paper qualitatively demonstrated the advantages of LCAS in failure recovery and bandwidth adjustment.

Future works include application of EoS technologies on Carrier Ethernet context as well as convergence of EoS with MPLS, GMPLS, GELS and WDM. Another point is how EoS technologies can help to cope with the exponential growth of video traffic. Also, to investigate how EoS solutions are used in the real network, and how does it work.

## 7. ACKNOWLEDGMENTS

We would like to thank Telefonica S.A. and INATEL. Also, we would like to thank Bruno de Oliveira Monteiro by the preliminary data analysis, help on initial discussions and formulations.

## APPENDIX

ANSI - American National Standards Institute  
 ATM - Asynchronous Transfer Mode  
 AU - Administrative Unit  
 AUG - Administrative Unit Group  
 CCat - Contiguous Concatenation  
 CESoE - Circuit Emulation Services over Ethernet  
 cHEC - Core Header Error Control  
 CRC - Cyclic Redundancy Check  
 CTRL - Control  
 CSMA/CD - Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection  
 DIX - DEC-Intel-Xerox  
 CSF - Client Signal Fail  
 CT - Cut-through Delay  
 EoS - Ethernet-over-SDH  
 EPL - Ethernet Private Line  
 EPON - Ethernet Passive Optical Network  
 ESCON - Enterprise Systems Connection  
 EVC - Ethernet Virtual Connection  
 EVPL - Ethernet Virtual Private Line  
 EVPLAN - Ethernet Virtual Private LAN  
 EXI - Extension Header Identifier  
 FCS - Frame Check Sequence

FICON - Fiber Connectivity  
 FPGA - Field Programmable Gate Array  
 GbE - Gigabit Ethernet  
 GELS - GMPLS Controlled Ethernet Label Switching  
 GFP - Generic Framing Procedure  
 GFP-F - GFP-Framed  
 GFP-T - GFP-Transparent  
 GID - Group Identification  
 HDLC - High-Level Data Link Control  
 HEC - Header Error Check  
 IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers  
 IETF - Internet Engineering Task Force  
 IFS - Inter-Frame Spacing  
 IP - Internet Protocol  
 IPG - Inter-Packet Gap  
 ITU-T - International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector  
 LAN - Local Area Network  
 LAPS - Link Access Procedure for SDH  
 LCAS - Link Capacity Adjusting Scheme  
 LOF - Loss of Frame  
 MAC - Media Access Control  
 MAN - Metropolitan Area Network  
 MEF - Metro Ethernet Forum  
 MFI - Multi-Frame Indicator  
 MLPPP - Multi Link Point-to-Point Protocol  
 NMS - Network Management System  
 MPLS - Multiprotocol Label Switching  
 MST - Member Status  
 MSTP - Multiservice Transporting Platform  
 NG-SDH - Next Generation SDH  
 OAM - Operation, Administration, and Maintenance  
 OTN - Optical Transport Network  
 OXC - Optical Cross-Connect  
 PCM - Pulse Coded Modulation  
 PCP - Priority Code Point  
 PDH - Plesiochronous Digital Hierarchy  
 PDU - Protocol Data Unit  
 PFI - Payload FCS Indicator  
 POH - Path Overhead  
 PPB-TE - Provider Backbone Bridge Traffic Engineering  
 PPP - Point-to-Point Protocol  
 PTI - Payload Type Identifier  
 QoS - Quality of Service  
 QSR - QoS Switch/Router  
 RAM - Random Access Memory  
 RS-Ack - Re-Sequence Acknowledge  
 SDH - Synchronous Digital Hierarchy  
 SF - Store-and-Forward Delay  
 SFD - Start-of-Frame-Delimiter  
 SLA - Service Level Agreement  
 SONET - Synchronous Optical Network  
 SQ - Sequence Indicator  
 STM - Synchronous Transport Module  
 TCI - Tag Control Information  
 tHEC - Type Header Error Control  
 TU - Tributary Unit  
 TUG - Tributary Unit Group  
 UNI - User-to-Network Interface  
 UPI - User Payload Identifier  
 VBR - Variable Bit Rate  
 VC - Virtual Container  
 VCat - Virtual Concatenation  
 VCG - Virtual Concatenation Group  
 VPLS - Virtual Private LAN Service  
 WAN - Wide Area Network  
 WDM - Wavelength Division Multiplexing

## REFERENCES

- [1] R. M. Metcalfe and D. R. Boggs, “Ethernet: Distributed Packet Switching for Local Computer Networks,” in *Communications of the ACM* 19 (5), pp. 395-405, Jul. 1976.
- [2] ITU-T, “Network Node Interface for the Synchronous Digital Hierarchy (SDH),” Recommendation G.707/Y.1322, Oct. 2000.
- [3] ITU-T, “Generic Framing Procedure (GFP),” Recommendation G.7041/Y.1303, Dec. 2003.

- [4] ITU-T, "Link Capacity Adjustment Scheme (LCAS) for Virtual Concatenated Signals," Recommendation G.7042/Y.1305, Feb. 2002.
- [5] C. Spurgeon, "Ethernet, The Definitive Guide," O'Reilly, ISBN 1-56-592660-9, 2000.
- [6] DEC, Xerox and Intel, "The Ethernet, a Local Area Network: Data Link Layer and Physical Layer Specifications," AA-K759B-TK, DEC, X3T51/80-50, XEROX, 1980.
- [7] IEEE, "Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications," IEEE Std 802.3-2008, December 26, 2008.
- [8] M. Ali, G. Chiruvolu and A. Ge, "Traffic Engineering in Metro Ethernet," *IEEE Network*, pp. 10-17, Mar./Apr. 2005.
- [9] W. Stallings, "Data and Computer Communications," Prentice Hall, 7th edition, ISBN 0-13-1000681-9, 2004.
- [10] DARPA, "Internet Protocol," RFC 791, Sept. 1981.
- [11] X. He, M. Zhu, and Q. Chu, "Transporting Metro Ethernet Services over Metropolitan Area Networks", in *Proceedings of the IEEE International Conference on Sensor Networks, Ubiquitous, and Trustworthy Computing*, 2006, pp. 178-185.
- [12] V. Ramamurti, J. Siwko, G. Young, and M. Pepe, "Initial Implementations of Point-to-Point Ethernet over SONET/SDH Transport," *IEEE Communications Magazine*, pp. 64-70, Mar. 2004.
- [13] IEEE, "Type 100BASE-T MAC parameters, Physical Layer, MAUs, and Repeater for 100 Mb/s Operation," IEEE Std 802.3u 1995 (Clauses 21 up to 30), Jun. 1995.
- [14] A. Tanenbaum, "Computer Networks," Elsevier, 4th edition, ISBN 0-13-066102-3, 2003.
- [15] IEEE, "Type 1000BASE-X MAC Parameters, Physical Layer, Repeater, and Management Parameters for 1000 Mb/s Operation," IEEE 802.3z-1998, 1998.
- [16] IEEE, "Media Access Control (MAC) Parameters, Physical Layers, and Management Parameters for 10 Gb/s Operation," IEEE Std 802.3ae-2002, 2002.
- [17] IEEE, "Amendment 1: Physical Layer and Management Parameters for 10 Gb/s Operation," Type 10GBASE-T, IEEE Std 802.3an-2006, 2006.
- [18] F. Brockners, N. Finn and S. Phillips, "Metro Ethernet - deploying the extended campus using Ethernet technology," in *Proceedings of the 28th Annual IEEE International Conference on Local Computer Networks*, Oct. 2003, pp. 594-604.
- [19] ITU-T, "B-ISDN ATM Layer Specification," Recommendation I.361, April 1991.
- [20] L. Zier, W. Fisher and F. Brockners, "Ethernet-Based Public Communication Services: Challenge and Opportunity," *IEEE Communications Magazine*, pp. 88-95, Mar. 2004.
- [21] A. Kasim et al., "Delivering Carrier Ethernet: Extending Ethernet Beyond the LAN," McGraw-Hill Osborne, ISBN 0-07-148747-6, 2007.
- [22] R. Sanchez, L. Raptis, K. Vaxevanakis, "Ethernet as a Carrier Grade Technology: Developments and Innovations," *IEEE Communications Magazine*, pp. 88-94, Sep. 2008.
- [23] A. Reid, P. Willis, I. Hawkings and C. Bilton, "Carrier Ethernet," *IEEE Communications Magazine*, pp. 96-103, Sep. 2008.
- [24] MEF, "Carrier Ethernet Services Overview," Metro Ethernet Forum, 2008.
- [25] H. Ohta, "Standardization Status of Carrier-Class Ethernet," *NTT Technical Review*, 2008.
- [26] ITU-T, "Ethernet over Transport: Ethernet services framework," Recommendation G.8011/Y.1307, Aug. 2004.
- [27] MEF, "Metro Ethernet Services Definitions Phase 2," Metro Ethernet Forum Technical Specification, April 2008.
- [28] M. Lasserre and V. Kompella, "Virtual Private LAN Service (VPLS) Using Label Distribution Protocol (LDP) Signaling," Internet Engineering Task Force, RFC 4762, January 2007.
- [29] IEEE, "Virtual Bridged Local Area Networks," IEEE Std 802.1Q-2005, 2005.
- [30] R. Seifert and J. Edwards, "The All-New Switch Book: The Complete Guide to LAN Switching Technology," Wiley-India, 2nd edition, ISBN 0-47-028715-2, 2008.
- [31] IEEE, "Virtual Bridged Local Area Networks Amendment 4: Provider Bridges," IEEE Std 802.1ad 2005, 2005.
- [32] IEEE, "Virtual Bridged Local Area Networks Amendment 7: Provider Backbone Bridges," IEEE Std 802.1ah-2008, 2008.
- [33] X. Xiao, "Technical, Commercial and Regulatory Challenges of QoS: An Internet Service Model Perspective," Morgan Kaufmann, ISBN 0-12-373693-5, 2008.
- [34] IEEE, "Media Access Control (MAC) Bridges," IEEE Std 802.1D-2004, 2004.
- [35] ITU-T, "A QoS control architecture for Ethernet-based IP access networks," Recommendation Y.2112, June 2007.
- [36] MEF, "Ethernet Services Attributes Phase 2," Metro Ethernet Forum Technical Specification, November 2006.
- [37] IEEE, "Virtual Bridged Local Area Networks Amendment: Provider Backbone Bridge Traffic Engineering," IEEE Draft Std 802.1Qay, 2009.
- [38] IEEE, "Ethernet in the First Mile," IEEE Std 802.3ah-2004, 2004.
- [39] B. Mukherjee, "Optical WDM Networks," Springer Verlag, ISBN 0-38-729055-9, 2006.
- [40] IEEE, "Virtual Bridged Local Area Networks Amendment 5: Connectivity Fault Management," IEEE Std 802.1ag-2007, 2007.
- [41] ITU-T, "OAM Functions and Mechanisms for Ethernet based Networks," Recommendation Y.1731, Feb. 2008.
- [42] ITU-T, "Ethernet Protection Switching," Recommendation G.8031/Y.1342, Jun. 2006.
- [43] ITU-T, "General Hierarchy Bit Rates," Recommendation G.702, 1988.
- [44] ISO/IEC, "High-Level Data Link Control (HDLC) Procedures," Standard 13239:2002, 2002.
- [45] ITU-T, "Management aspects of synchronous digital hierarchy (SDH) transport network elements," Recommendation G.784, Mar. 2008.
- [46] G. Bernstein, B. Rajagopalan and D. Saha, "Optical Network Control: Architecture, Protocols, and Standards," Addison-Wesley, ISBN 0-20-175301-4, 2003.
- [47] J. Manchester, J. Anderson, B. Doshi and S. Dravida, "IP over SONET," *IEEE Communications Magazine*, pp. 136-142, May 1998.
- [48] P. Bonenfant and A. Rodrigues-Moral, "Framing Techniques for IP over Fiber," *IEEE Network*, pp. 12-18, Jul./Aug. 2001.
- [49] H. Hernandez-Valencia, M. Scholten, and Z. Zhu, "The Generic Framing Procedure (GFP): An Overview," *IEEE Communications Magazine*, pp. 63-71, May 2002.
- [50] M. Scholten, Z. Zhu, H. Hernandez-Valencia, and J. Hawkins, "Data Transport Applications Using GFP," *IEEE Communications Magazine*, pp. 96-103, May 2002.
- [51] X. Li, D. Jin., and L. Zeng, "Encapsulation and Rate Adaptation for Ethernet over SDH," in *IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions*, 2002, pp. 1301-05.
- [52] ITU-T, "IP over SDH using LAPS," March 2001, Recommendation X.85/Y.1321.
- [53] A. Malis and W. Simpson, "PPP over SONET/SDH," Internet Engineering Task Force, RFC 2615, June 1999.
- [54] ITU-T, "Ethernet over LAPS," February 2001, Recommendation X.86/Y.1323.
- [55] ITU-T, "Interface for the Optical Transport Network (OTN)," Recommendation G.709/Y.1331, 2003.
- [56] E. Rosen, A. Viswanathan, and R. Callon, "Multiprotocol Label Switching Architecture," Internet Engineering Task Force, RFC 3031, Jan. 2001.
- [57] W. Simpson, "The Point-to-Point Protocol (PPP)," Internet Engineering Task Force, RFC 1661, July 1994.
- [58] Ramaswami, R. and Sivarajan, K. N., "Optical networks: A Practical Perspective," Morgan Kaufmann, ISBN: 1-55-860655-6, 2002.
- [59] P. Bonenfant and A. Rodrigues-Moral, "Generic Framing Procedure (GFP): The Catalyst for Efficient Data over Transport," *IEEE Communications Magazine*, pp. 72-79, May 2002.
- [60] S. S. Gorshe and T. Wilson, "Transparent Generic Framing Procedure (GFP): A Protocol for Efficient Transport of Block-Coded Data through SONET/SDH Networks," *IEEE Communications Magazine*, pp. 88-95, May 2002.
- [61] M. N. Ellanti, S. S. Gorshe, L. G. Raman, and W. D. Grover, "Next Generation Transport Networks: Data, Management, and Control Planes," Springer, 1st Edition, ISBN 0-38-724067-5, 2005.
- [62] ANSI, "Synchronous Optical Network (SONET) - Basic Description Including Multiplex Structure, Rates, and Formats," T1.105-2001, 2001.
- [63] ITU-T, "Characteristics of Synchronous Digital Hierarchy (SDH) Equipment Functional Blocks," Recommendation G.783, Mar. 2006.
- [64] G. Bernstein, D. Caviglia, R. Rabbat, and H. V. Helvoort, "VCAT-LCAS in a Clamshell," *IEEE Communications Magazine*, pp. 34-36, May 2006.
- [65] Sklower, K., Lloyd, B., McGregor, G., Carr, D., and T. Coradetti, "The PPP Multilink Protocol (MP)," RFC 1990, Aug. 1996.
- [66] ITU-T, "Virtual Concatenation of Plesiochronous Digital Hierarchy (PDH) Signals," Recommendation G.7043/Y.1343, Jul. 2004.
- [67] H. V. Helvoort, "Next Generation SDH/SONET: Evolution or Revolution," Wiley, 1st Edition, ISBN 0-47-009120-7, 2005.
- [68] G. Garg and S. Paul, "Managing Differential Delay in SONET Architectures," Commsdesign, White Paper, 2002.

- [69] G. Shi, Q. Wang, Z. Liu, and L. Zeng, "SDH Virtual Concatenation Technique Used in Ethernet Data Transport," in *IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions*, 2002, pp. 1784-1787.
- [70] G. Barlow, "Traffic Delay in Ethernet over SONET/SDH," Innocor Ltd., White Paper, 2004.
- [71] S. Bradner and J. McQuaid, "Benchmarking Methodology for Network Interconnect Devices," Internet Engineering Task Force, RFC 2544, March 1999.
- [72] L. H. Dahai, "Performance Comparison of GFP and LAPS in Application of Data-transport," in *Proceedings 2005 International Conference on Communications, Circuits and Systems*, 2005, pp. 618-21.
- [73] S. Gunreben and C. M. Gauger, "Dynamic Bandwidth Adaptation in NG SDH/WDM Transport Networks using LCAS," in *Proceedings of the 10th European Conference on Networks and Optical Communications*, 2005.
- [74] L. Ge and T. Yoshimura, "Design and Implementation of an EoS Chip," in *6th International Conference On ASICON*, 2005, pp. 300-03.
- [75] J. Kuri, M. Gagnaire, N. Puech, O. Audouin, and R. Douville, "On the Resource Efficiency of Virtual Concatenation in Next-Generation SDH Networks," in *2nd International Conference on Broadband Networks, BroadNets*, October 2005, pp. 78-86.
- [76] H. J. Kim, S. Myong, H. H. Hong, J. H. Lee, and J. S. Kim, "The Role of Ethernet over SDH in QoS Switch/Router," in *8th International Conference in Advanced Communication Technology*, 2006, pp. 985-990.
- [77] H. Tzeng and C. Chiu, "A Flexible Cross Connect LCAS for Bandwidth Maximization in 2.5G EoS," in *Fifth IEEE International Symposium on Network Computing and Applications*, 2006, pp. 243-246.
- [78] C. Wentao, J. Depeng, and L. Zeng, "Performance Analysis of Two Ethernet over E1 Schemes," *Tsinghua Science & Technology Magazine*, pp. 70-76, Feb. 2007.
- [79] ITU-T, "Synchronous Frame Structures Used at 1544, 6312, 2048, 8448 and 44 736 kbit/s Hierarchical Levels," Recommendation G.704, Oct. 1998.
- [80] telecomasia.net, "Teething problems for Carrier Ethernet," Available online at <http://www.telecomasia.net/content/eu-telecom-ministers-thumb-down-plan-regulatory-body> in July 2010.
- [81] IETF, "GMPLS Controlled Ethernet Label Switching," GELS Working Group, Available online at <http://www.ietf.org/proceedings/64/gels.html> in July 2010.



**Antonio Marcos Alberti** received the degree in Electrical Engineering from Santa Maria Federal University (UFESM), Santa Maria, RS, Brazil, in 1986, and the M.Sc. and Ph.D. degrees in Electrical Engineering from Campinas State University (Unicamp), Campinas, SP, Brazil, in 1998 and 2003, respectively. In February 2004 he joined the Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), as an Adjunct Professor. He has experience in teaching more than 8 post-graduation disciplines, including

Analysis and Performance Evaluation of Communication Networks, Optimization Methods Applied to Telecommunications and Convergent Networks. He is a member of the editorial board of the INATEL telecommunications magazine. He was member of the technical committee of Globecom, TEMU, ICDDT and ANSS conferences. In 2010, wrote a book chapter entitled "Future Network Architectures: Technological Challenges and Trends" that discusses technological requirements, challenges and trends towards future network architectures. His main working area is communication networks, where he has expertise in project, modeling, simulation, performance evaluation and optimization of such networks. His current interests include future networks design, cognitive and autonomic networks, indirection resolution, entities identification, virtualization and future enabling technologies.



**Roulien Fernandes** received the Electrical Engineering degree from Universidade São Judas Tadeu (USJT) in 1984. From 1985 up to 1992, he joined the Universidade São Judas Tadeu as a teacher. From 1986 up to 1989, he coordinated deployments of automatized systems for process control and industrial automation at Toledo do Brasil enterprise. Since 1989, he works on telecommunications area at Laboratório de Qualificação de Produtos from Telefônica do Brasil. His activities range from new products technical evaluation, development of

prospecting studies and evaluation of new technologies to be employed by Telefonica do Brasil S.A. He is also responsible by the coordination of teams at testing laboratories. The focus is on transmission, external and access networks, aimed to qualify and homologate equipments. In 2003, he wrote the paper "Characterisation of Office main distribution frame for ADSL-DMT services", published at IEE. His main area of work is optical transport networks, acting in its evolution since the deployment of the SDH, DWDM, and later evolving into the ASON-G-MPLS technology. More recently, he is working in the evolution to photonic networks, developing optical control planes combined with electrical G-MPLS. Such approach uses ODU (Optical Digital Unit)-based OTN switch technology as well as high-speed optical interfaces (100Gbps).

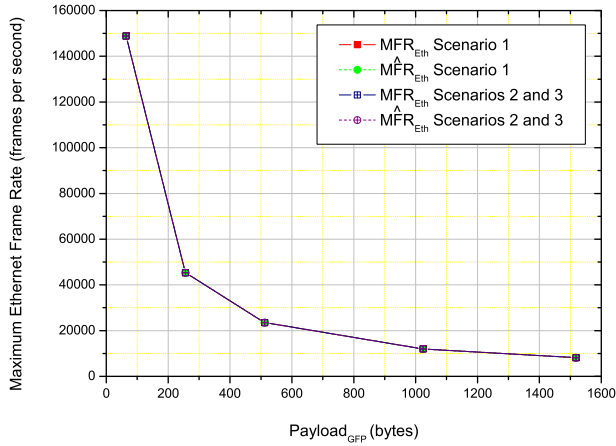


Fig. 6. Measured and calculated maximum Ethernet frame (+gaps) rates per second.

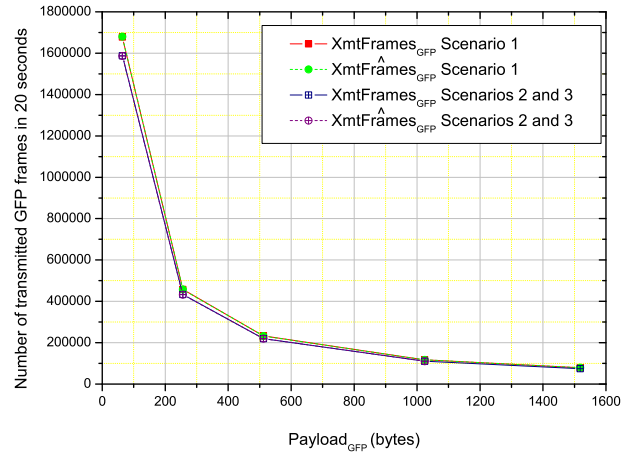


Fig. 9. Measured and calculated numbers of GFP frames transmitted in 20 seconds.

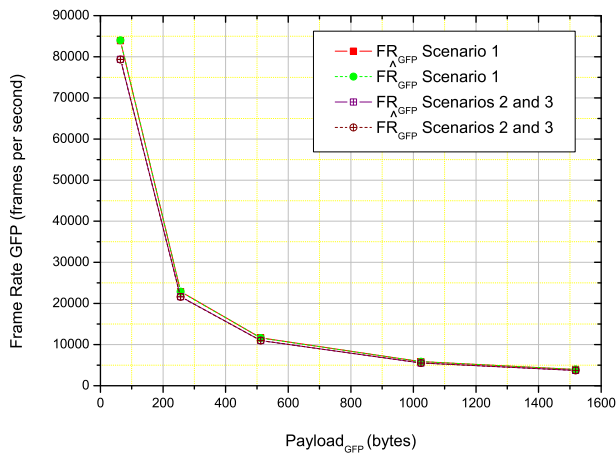


Fig. 7. Measured and calculated GFP frame rates per second passed to complete a VC-n-Xv.

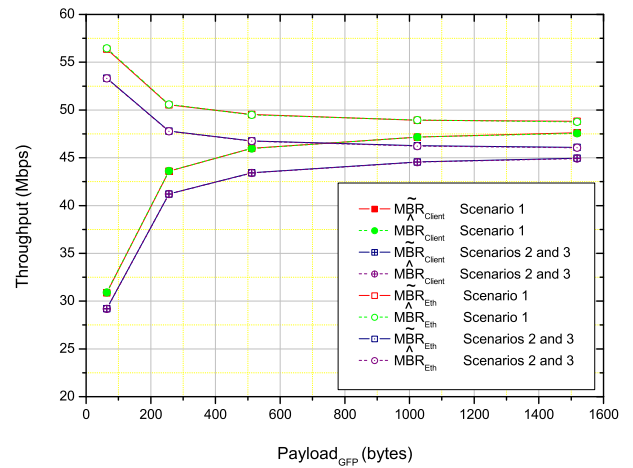


Fig. 10. Semi-analytical and analytical throughputs available for Ethernet clients and Megabit rates of Ethernet traffic.

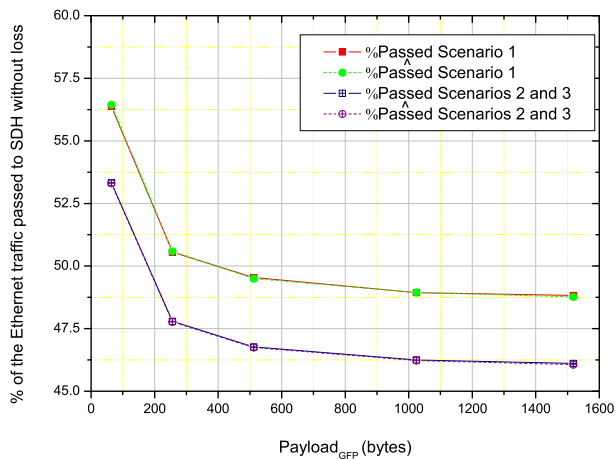


Fig. 8. Measured and calculated percentages of Ethernet traffic passed without loss to SDH.

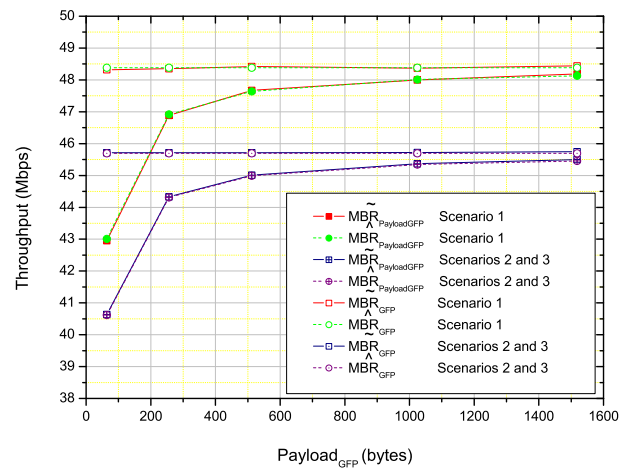


Fig. 11. Semi-analytical and analytical Megabit rates of GFP payload and GFP frames.



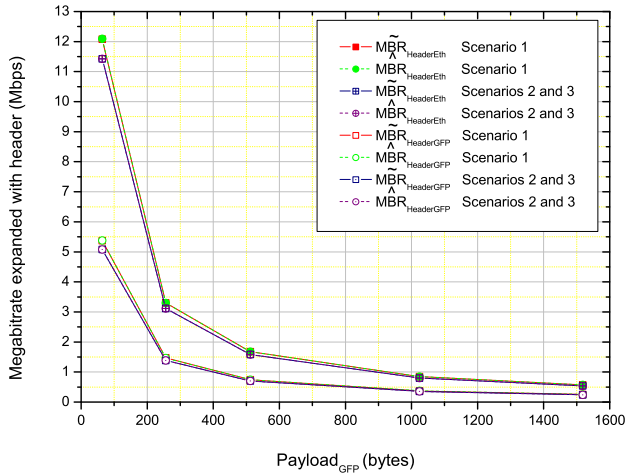


Fig. 12. Semi-analytical and analytical Megabit rates spent on Ethernet and GFP headers.

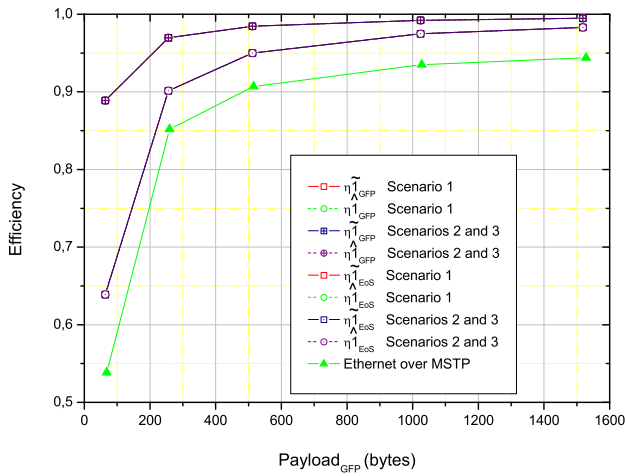


Fig. 13. Semi-analytical and analytical efficiencies of GFP and EoS encapsulation. The Ethernet over *Multiservice Transporting Platform* (MSTP) curve is from reference He et al. [11].

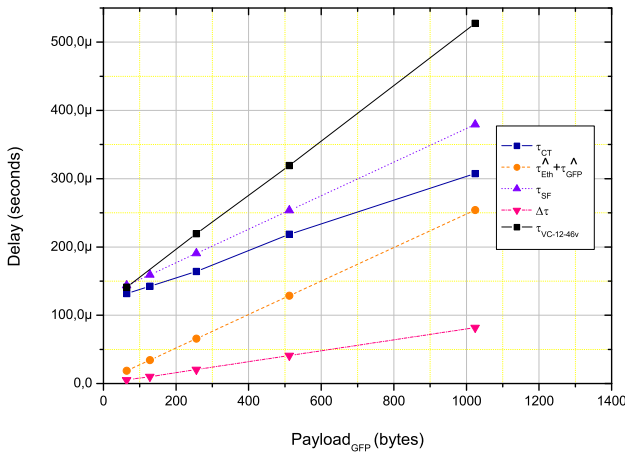


Fig. 14. Measured and analytical delay results in Scenario 1.

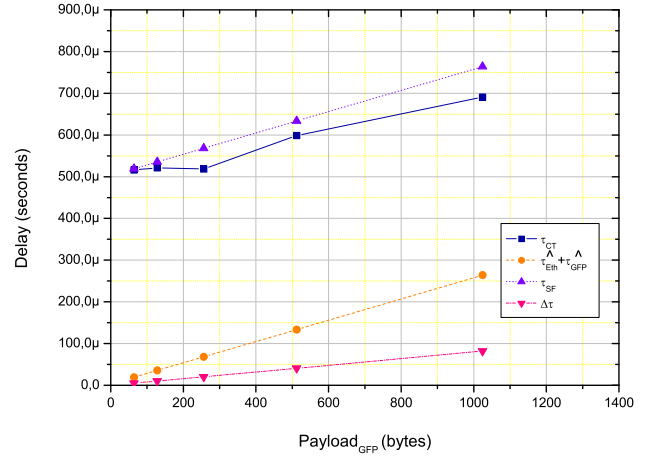


Fig. 15. Measured delay in Scenario 2.

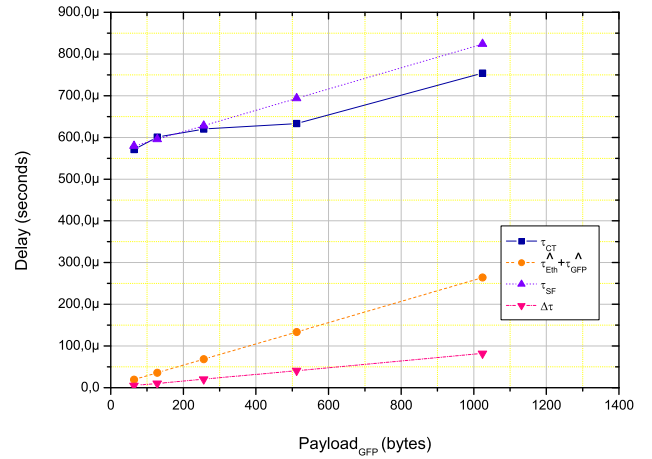


Fig. 16. Measured delay in Scenario 3.

TABLE I  
MEASURED RESULTS FOR SCENARIO 1: ETHERNET/GFP/VC-3-1V.

$Payload_{GFP}$ (bytes)	64	256	512	1024	1518
$MF\dot{R}_{Eth}$ (frames+gaps/sec.)	148810	45290	23496	11973	8127
$FR_{GFP}$ (frames/sec.)	83893	22894	11639	5859	3968
%Passed	56.38	50.55	49.54	48.94	48.82
$XmtFrames_{GFP}$ (# of frames)	1677852	457875	232774	117178	79365
$RcvFrames_{GFP}$ (# of frames)	1677852	457875	232774	117178	79365
$RcvPayloadBytes_{GFP}$ (bytes)	107382528	117216000	119180288	119990272	120476070

TABLE II  
CALCULATED RESULTS FOR SCENARIO 1.

$Payload_{GFP}$ (bytes)	64	256	512	1024	1518
$MF\dot{R}_{Eth}$ (frames+gaps/sec.)	148809.52	45289.85	23496.24	11973.18	8127.44
$FR_{GFP}$ (frames/sec.)	84000	22909.09	11630.77	5860.46	3963.30
%Passed	56.448	50.583	49.501	48.947	48.764
$XmtFrames_{GFP}$ (# of frames)	1680000	458181.82	232615.38	117209.30	79266.05
$RcvFrames_{GFP}$ (# of frames)	1680000	458181.82	232615.38	117209.30	79266.05
$RcvPayloadBytes_{GFP}$ (bytes)	107520000	117294545	119099077	120022326	120325872
$MBR_{Client}$ (Mbit/s)	30.9120	43.6189091	45.9648000	47.1650233	47.5596330
$MBR_{Eth}$ (Mbit/s)	56.4480	50.5832727	49.5005538	48.9466047	48.7644771
$MBR_{PayloadGFP}$ (Mbit/s)	43.0080	46.9178182	47.6396308	48.0089302	48.1303486
$MBR_{GFP}$ (Mbit/s)	48.3840	48.3840	48.3840	48.3840	48.3840
$MBR_{EthHeader}$ (Mbit/s)	12.0960	3.2989091	1.6748308	0.8439070	0.5707156
$MBR_{GFPHeader}$ (Mbit/s)	5.3760	1.4661818	0.7443692	0.3750698	0.2536514
$\eta_{GFP}$	0.8889	0.9697	0.9846	0.9922	0.9948
$\eta_{EoS}$	0.6389	0.9015	0.95	0.9748	0.983

TABLE III  
SEMI-ANALYTICAL RESULTS FOR SCENARIO 1.

$Payload_{GFP}$ (bytes)	64	256	512	1024	1518
$MBR_{Client}$ (Mbit/s)	30.872624	43.590176	45.997328	47.153232	47.616
$MBR_{Eth}$ (Mbit/s)	56.376096	50.549952	49.535584	48.934368	48.822272
$MBR_{PayloadGFP}$ (Mbit/s)	42.953216	46.886912	47.673344	47.996928	48.187392
$MBR_{GFP}$ (Mbit/s)	48.322368	48.352128	48.41824	48.371904	48.441344
$MBR_{EthHeader}$ (Mbit/s)	12.080592	3.296736	1.676016	0.843696	0.571392
$MBR_{GFPHeader}$ (Mbit/s)	5.37	1.47	0.74	0.37	0.25
$\eta_{GFP}$	0.8889	0.9697	0.9846	0.9922	0.9948
$\eta_{EoS}$	0.6389	0.9015	0.9500	0.9748	0.9829

TABLE IV  
MEASURED RESULTS FOR SCENARIOS 2 AND 3: ETHERNET/GFP/VC-12-21V AND ETHERNET/GFP/(VC-12-10V+VC-12-11V).

$Payload_{GFP}$ (bytes)	64	256	512	1024	1518
$MFR_{Eth}$ (frames+gaps/sec.)	148810	45290	23496	11973	8127
$FR_{GFP}$ (frames/sec.)	79365	21645	10989	5538	3747
%Passed	53.33	47.79	46.77	46.25	46.11
$XmtFrames_{GFP}$ (# of frames)	1587301	432900	219780	110766	74940
$RcvFrames_{GFP}$ (# of frames)	1587301	432900	219780	110766	74940
$RcvPayloadBytes_{GFP}$ (bytes)	101587264	110822400	112527360	113424284	113758920

TABLE V  
ANALYTICAL EXPRESSIONS RESULTS FOR SCENARIOS 2 AND 3.

$Payload_{GFP}$ (bytes)	64	256	512	1024	1518
$MFR_{Eth}$ (frames+gaps/sec.)	148809.5	45289.8	23496.2	11973.2	8127.4
$FR_{GFP}$ (frames/sec.)	79333.3	21636.3	10984.6	5534.9	3743.1
%Passed	53.31	47.77	46.75	46.23	46.06
$XmtFrames_{GFP}$ (# of frames)	1586666.6	432727.3	219692.3	110697.7	74862.4
$RcvFrames_{GFP}$ (# of frames)	1586666.6	432727.3	219692.3	110697.7	74862.4
$RcvPayloadBytes_{GFP}$ (bytes)	101546666	110778181	112482461	113354418	113641100
$MBR_{Client}$ (Mbit/s)	29.1947	41.1956	43.4112	44.5447	44.9174
$MBR_{Eth}$ (Mbit/s)	53.312	47.7731	46.7505	46.2273	46.0553
$MBR_{PayloadGFP}$ (Mbit/s)	40.6187	44.3113	44.993	45.3418	45.4564
$MBR_{GFP}$ (Mbit/s)	45.696	45.696	45.696	45.696	45.696
$MBR_{EthHeader}$ (Mbit/s)	11.424	3.1156	1.5818	0.797	0.539
$MBR_{GFPHeader}$ (Mbit/s)	5.0773	1.3847	0.703	0.3542	0.2396
$\eta_{1GFP}$	0.8889	0.9697	0.9846	0.9922	0.9948
$\eta_{1EoS}$	0.6389	0.9015	0.95	0.9748	0.983

TABLE VI  
SEMI-ANALYTICAL RESULTS FOR SCENARIOS 2 AND 3.

$Payload_{GFP}$ (bytes)	64	256	512	1024	1518
$MBR_{Client}$ (Mbit/s)	29.20632	41.21208	43.428528	44.569824	44.964
$MBR_{Eth}$ (Mbit/s)	53.33328	47.79216	46.769184	46.253376	46.103088
$MBR_{PayloadGFP}$ (Mbit/s)	40.63488	44.32896	45.010944	45.367296	45.503568
$MBR_{GFP}$ (Mbit/s)	45.71424	45.71424	45.71424	45.721728	45.743376
$MBR_{EthHeader}$ (Mbit/s)	11.42856	3.11688	1.582416	0.797472	0.539568
$MBR_{GFPHeader}$ (Mbit/s)	5.07936	1.38528	0.703296	0.354432	0.239808
$\eta_{1GFP}$	0.8889	0.9697	0.9846	0.9922	0.9947
$\eta_{1EoS}$	0.6388	0.9015	0.9500	0.9748	0.9830

TABLE VII  
LINK TEAR DOWN WITH LCAS ACTIVE FOR  $Payload_{GFP}$  EQUAL TO 512 BYTES.

$Link(B-C)Status$	On	Off	On
$MFR_{Eth}$ (frames+gaps/sec.)	23496	23496	23496
$FR_{GFP}$ (frames/sec.)	10999	5752	10999
%Passed	46.81	24.48	46.81
$XmtFrames_{GFP}$ (# of frames)	219973	115048	219973
$RcvFrames_{GFP}$ (# of frames)	219973	115048	219973
$RcvPayloadBytes_{GFP}$ (bytes)	112626176	58904576	112626176
$MBR_{Client}$ (Mbit/s)	43.468048	22.731904	43.468048
$MBR_{PayloadGFP}$ (Mbit/s)	45.051904	23.560192	45.051904
$MBR_{GFP}$ (Mbit/s)	45.71424	23.92832	45.71424
$MBR_{EthHeader}$ (Mbit/s)	1.583856	0.828288	1.583856
$MBR_{GFPHeader}$ (Mbit/s)	0.703936	0.368128	0.703936
$\eta_{1GFP}$	0.9846	0.9846	0.9846
$\eta_{1EoS}$	0.9499	0.9499	0.9499

TABLE VIII

LCAS DECREASING AND INCREASING THE NUMBER OF VIRTUAL CONCATENATED VCS FOR  $Payload_{GFP}$  EQUAL TO 512 BYTES.

$Link(B - C)Status$	On	Off	On
$FR_{Eth}$ (frames+gaps/sec.)	23496	23496	23496
$FR_{GFP}$ (frames/sec.)	10989	10465	10989
%Passed	46.77	44.54	46.77
$XmtFrames_{GFP}$ (# of frames)	219780	209292	219780
$RcvFrames_{GFP}$ (# of frames)	219780	209292	219780
$RcvPayloadBytes_{GFP}$ (bytes)	112527360	107157504	112527360
$MBR_{Client}$ (Mbit/s)	43.428528	41.35768	43.428528
$MBR_{PayloadGFP}$ (Mbit/s)	45.010944	42.86464	45.010944
$MBR_{GFP}$ (Mbit/s)	45.71424	43.5344	45.71424
$MBR_{EthHeader}$ (Mbit/s)	1.583856	0.828288	1.583856
$MBR_{GFPHeader}$ (Mbit/s)	0.703936	0.368128	0.703936
$\eta_{GFP}$	0.9846	0.9846	0.9846
$\eta_{EoS}$	0.95	0.95	0.95

TABLE IX

SUBMITTED ETHERNET FRAMES (+GAPS) PER SECOND IN DELAY EXPERIMENTS TO COMPLETE THE TESTED BIT RATES.

$Payload_{GFP}$ (bytes)	64	128	256	512	1024
$FR_{Eth}$ @30 Mbit/s	44643	25355	13587	7048	3591

TABLE X

PORT-PAIR LATENCY FOR ETHERNET/GFP/VC-3-1V.

$Payload_{GFP}$ (bytes)	64	128	256	512	1024	
30 Mbit/s	$\tau_{CT}(\mu s)$	136.9	152.8	184.6	259.6	389.4
	$\tau_{SF}(\mu s)$	131.8	142.6	164.2	218.7	307.5
$\Delta\tau(\mu s)$	5.1	10.2	20.4	40.9	81.9	

TABLE XI

PORT-PAIR LATENCY FOR ETHERNET/GFP/VC-12-21V.

$Payload_{GFP}$ (bytes)	64	128	256	512	1024	
30 Mbit/s	$\tau_{CT}(\mu s)$	521.3	531.7	539	639.6	772.9
	$\tau_{SF}(\mu s)$	516.2	521.5	518.6	598.7	691
$\Delta\tau(\mu s)$	5.1	10.2	20.4	40.9	81.9	

TABLE XII

PORT-PAIR LATENCY FOR ETHERNET/GFP/(VC-12-10V+VC-12-11V).

$Payload_{GFP}$ (bytes)	64	128	256	512	1024	
30 Mbit/s	$\tau_{CT}(\mu s)$	576	610.9	640.7	674.3	836
	$\tau_{SF}(\mu s)$	570.9	600.7	620.3	633.4	754.1
$\Delta\tau(\mu s)$	5.1	10.2	20.4	40.9	81.9	

# Localização de Terminais Móveis utilizando Correlação de Assinaturas de Rádio-Frequência

Rafael Saraiva Campos & Lisandro Lovisolo

**Abstract**—This tutorial presents in detail the main components of radio-frequency fingerprinting methods, also known as DCM (Database Correlation Methods), for mobile station positioning. Those methods can locate legacy terminals, i.e., without any specific location services support. Furthermore, as they are capable of yielding position estimates using measurements from a single reference base station, those methods have a high availability. Those characteristics make DCM suitable alternatives for emergency call positioning in cellular mobile networks and for fallback of more precise methods.

**Index Terms**—Cellular Mobile Networks, Correlation Database, Radio-Frequency Fingerprints, Radiolocation, Received Signal Strength.

**Resumo**—Este tutorial apresenta em detalhes os principais componentes dos métodos de localização de terminais móveis utilizando correlação de assinaturas de rádio-frequência, também conhecidos como métodos DCM (*Database Correlation Methods*). Os métodos DCM podem ser utilizados para a localização de terminais legados, i.e., sem nenhum suporte específico a serviços de localização. Além disso, por serem capazes de produzir estimativas de posição a partir de medidas de uma única estação de referência, estes métodos apresentam elevada disponibilidade. Estas características tornam os métodos DCM opções particularmente adequadas para a localização de terminais originários de chamadas de emergência em redes de telefonia móvel celular, podendo atuar também como *fallback* de métodos mais precisos.

**Palavras chave**—Assinaturas de Rádio-Frequência, Banco de Dados de Correlação, Nível de Sinal Recebido, Rádio-Localização, Redes de Telefonia Móvel Celular.

## I. INTRODUÇÃO

### A. Localização em Redes de Telefonia Móvel Celular

A localização de terminais em redes de telefonia móvel celular tem sido alvo, nos últimos anos, de crescente interesse das operadoras de serviços de comunicação móvel, de fornecedores de plataformas de *software* e *hardware*, de órgãos reguladores de telecomunicações e dos usuários. Esse interesse tem aumentado com o desenvolvimento de diversas aplicações baseadas na localização dos terminais móveis (MS's - *mobile stations*) nessas redes.

A localização de chamadas para números de emergência - polícia, bombeiros, defesa civil - originadas em MS's celulares constitui a aplicação mais crítica. A possibilidade de localizar uma vítima de sequestro, ou um automóvel acidentado em uma estrada, traz benefícios óbvios, reduzindo o tempo de

resposta das autoridades e aumentando a probabilidade de salvar vidas. T tamanha relevância levou órgãos reguladores de telecomunicações em diversos países a definir requisitos mínimos de disponibilidade e acurácia na localização dos MS's originando chamadas de emergência e que deverão ser atendidos pelas operadoras de telefonia móvel celular.

1) *Serviços Baseados em Localização*: Para as operadoras, a possibilidade de localizar os MS's gera a oportunidade de oferecer serviços de valor agregado baseados em localização. Há uma grande variedade de serviços de localização disponíveis atualmente, que de modo geral podem ser agrupados nas seguintes categorias [1]:

- Localização de chamadas de emergência: localização de chamadas para a polícia, bombeiros, defesa civil, etc. [2] [3] [4] [5];
- Tarifação baseada em posição: define-se uma área doméstica, onde a tarifação do usuário é mais baixa (muitas vezes equivalente à telefonia fixa); ao originar ou receber chamadas fora dessa área, o usuário é tarifado normalmente [6];
- Rastreamento de pessoas e veículos: localização de veículos roubados e de pessoas com necessidades específicas (crianças, idosos e portadores de necessidades especiais) [8] [9], monitoramento de frotas e de força de trabalho [7];
- Serviços de informação baseados em posição: páginas amarelas, propaganda baseada em posição, previsão do tempo na área onde o usuário está localizado, etc. [10];
- Entretenimento: localização de grupos de amigos, jogos, etc. [11].

As operadoras também podem utilizar a informação de localização do MS para otimizar o desempenho da rede, melhorando a eficiência de *handover* e *paging*. Em redes de telefonia móvel celular, o *handover* e o *paging* são procedimentos críticos em termos de consumo de recursos na interface rádio, influenciando diretamente diversos indicadores-chave de desempenho. Assim, o uso de informações de localização do MS para melhorar a eficiência destes procedimentos pode otimizar a capacidade e a qualidade da rede de acesso rádio (RAN - *Radio Access Network*) [12].

2) *Regulamentação da Localização de Chamadas de Emergência*: Nos Estados Unidos da América do Norte, o FCC (*Federal Communications Commission*) especificou requisitos de precisão para o serviço E911 (*Enhanced 911*), destinado a localizar chamadas para o número de emergência 911 originadas de MS's celulares [2]. Na primeira fase, iniciada em 1996, a posição estimada de um MS seria igual

à localização da BTS. Na segunda fase, iniciada em 2001, os seguintes requisitos de precisão foram definidos:

- Para métodos baseados na rede: 100 metros para 67% das chamadas e 300 metros para 95% das chamadas;
- Para métodos baseados no terminal: 50 metros para 67% das chamadas e 150 metros para 95% das chamadas.

A distinção entre métodos baseados na rede e baseados no terminal é feita na Seção I-B.

A Comunidade Econômica Européia adotou uma regulamentação para a localização de chamadas para o número de emergência pan-europeu 112, definida pelo Grupo de Coordenação do Acesso a Informações de Localização pelos Serviços de Emergência (CGALIES - *Coordination Group on Access to Location Information by Emergency Services*), que atuou de 2000 a 2002. O CGALIES não especificou requisitos de precisão. A localização das chamadas de emergência é obrigatória, com a melhor precisão possível, desde 2003 [3].

Em resposta a estas exigências, órgãos normativos internacionais de padrões de telefonia móvel celular abordaram a questão da localização. O ETSI (*European Telecommunication Standards Institute*) listou uma série de métodos de localização recomendados para redes celulares GSM (*Global System for Mobile Telecommunications*) [13]. Analogamente, o 3GPP (*Third Generation Partnership Project*) definiu métodos de localização para redes celulares UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*) com acesso rádio WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*) [14].

### B. Métodos Baseados na Rede e o Cenário Brasileiro

Independentemente do padrão de acesso rádio adotado, as redes sem fio dispõem de informações de localização dos terminais registrados. Estas informações são necessárias para permitir o *paging*, roteamento de pacotes e continuidade de chamada durante o *handover*. Por exemplo, em redes celulares GSM, a melhor resolução para a localização de um MS em modo *idle* - i.e., que não está participando de uma chamada - é a região correspondente a uma área de localização (LA - *Location Area*), que é uma zona de *paging* dentro da região atendida por uma controladora de estações rádio-base (BSC - *Base Station Controller*). Para um MS em modo ativo - i.e., conectado, participando de uma chamada - nessa mesma rede, é possível identificar o setor que atende o terminal, e estimar a posição do MS a partir da área geográfica coberta pelo setor. Estas informações podem ser utilizadas por métodos de localização para produzir estimativas de posição mais acuradas, sem a necessidade de modificações nos MS's. Por não exigirem terminais modificados, estes métodos são classificados como métodos baseados na rede e podem atender a 100% da base de assinantes [15]. Já os métodos baseados no terminal ou assistidos pelo terminal exigem terminais modificados.

No Brasil, a ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações) ainda não exige que operadoras de telefonia móvel celular localizem as chamadas para números de emergência originadas em suas redes. Contudo, tal exigência pode tornar-se realidade num futuro próximo.

Neste cenário, as operadoras deverão ser capazes de estimar a posição de qualquer MS originando uma chamada de emergência.

Dos cerca de 4 bilhões de celulares em uso no mundo atualmente [16], apenas 163 milhões têm receptor GPS (*Global Positioning System*) [17], ou seja, aproximadamente 4% do total de aparelhos. Este percentual médio inclui os países desenvolvidos do hemisfério norte, logo, no Brasil, a penetração de MS's com GPS provavelmente é muito inferior a este valor. Estes dados indicam que, no Brasil, onde aproximadamente 90% dos celulares em uso são GSM [18], é essencial aprimorar métodos baseados na rede para a localização de MS's legados de segunda geração. Contudo, a utilidade dessas soluções não está restrita a este cenário particular. Estes métodos também podem estender a disponibilidade de serviços de localização, produzindo estimativas de posição quando outros mais acurados - como GPS ou GPS Assistido (AGPS - *Assisted GPS*) - estiverem indisponíveis devido a limitações sistêmicas - por exemplo, no interior de edificações ou em áreas urbanas densas, onde a recepção de sinais GPS é muitas vezes inviável [15] [19]. Os métodos de correlação de assinaturas de rádio-frequência (RF), apresentados na Seção I-C, são alternativas que atendem a estes requisitos.

### C. Métodos de Correlação de Assinaturas de RF

Os métodos de correlação de assinaturas de RF, também conhecidos como DCM (*Database Correlation Methods*) ou *fingerprinting*, são métodos de localização aplicáveis em qualquer rede sem fio [20]. Embora haja uma grande variedade de tais métodos, todos compartilham os mesmos elementos básicos:

- *Assinatura de RF*: É um conjunto de parâmetros disponíveis na RAN e dependentes da posição do MS, conforme discutido na Seção II-A;
- *Banco de Dados de Correlação*: Assinaturas de RF são coletadas em testes de campo ou geradas com a utilização de modelos matemáticos de simulação de rádio-propagação, sendo então armazenadas em um banco de dados de correlação (CDB - *Correlation Database*). O CDB é diretamente acessado pelo servidor de localização. Cada assinatura de RF armazenada no CDB está associada a uma posição específica. A estrutura do CDB e as técnicas para construí-lo são apresentadas na Seção II-B;
- *Servidor de Localização*: O SMLC (*Serving Mobile Location Center*) é o elemento de rede responsável por receber requisições de localização, consultar o CDB e estimar a posição do MS através da correlação da assinatura de RF medida pelo MS com as assinaturas de RF armazenadas no CDB;
- *Técnicas para Redução do Espaço de Busca no CDB*: O CDB pode ser muito grande e analisar todas as assinaturas de RF nele armazenadas pode ser uma tarefa muito demorada. Portanto, é necessário definir técnicas para reduzir o espaço de busca dentro do CDB, resultando em uma diminuição do tempo requerido para produzir uma estimativa de posição. Duas técnicas para redução do espaço são apresentadas na Seção II-C;



- *Correlação de Assinaturas de RF*: Esta comparação ou correlação pode ser feita através de diferentes técnicas de reconhecimento de padrões, como descrito na Seção II-D.

Qualquer método DCM tem duas fases. A primeira é a fase de treinamento, durante a qual o CDB é construído. A segunda é a fase operacional ou de teste, durante a qual estimativas de posição do MS são produzidas [22].

Diferentemente dos métodos de triangulação (multi-angulação ou multi-lateração), os métodos DCM não se baseiam na pressuposição de condições de linha de visada (LOS - *Line of Sight*) [20]. Além disso, são capazes de produzir uma estimativa de posição com apenas uma célula de referência, ao contrário dos métodos de multi-angulação (ou ângulo de chegada), que requerem no mínimo duas células, e dos métodos de multi-lateração (circular ou hiperbólica), que requerem no mínimo três células para estimar a posição do MS [19]. Portanto, serviços de localização baseados em DCM normalmente têm uma disponibilidade maior do que aqueles baseados em triangulação. Além disso, podem alcançar uma precisão de localização bastante superior aos métodos de triangulação e baseados na identidade da célula, conforme sugerem diversos resultados publicados na literatura [20], [22], [23] e [24].

Um fluxograma simplificado de uma requisição de localização originada pelo MS [13] e utilizando um sistema baseado em DCM é mostrado na Fig. 1. No primeiro passo, o MS envia uma requisição de localização para o SMLC, através da RAN. No segundo passo, a RAN comunica-se com o SMLC, usualmente através de um *gateway*. O SMLC recebe a requisição, contendo a assinatura de RF medida pelo MS. No terceiro passo, o SMLC consulta o CDB, obtendo no quarto passo as assinaturas de RF que serão comparadas com a assinatura de RF medida pelo MS. O SMLC então aplica uma técnica de reconhecimento de padrões para obter a estimativa de posição do MS, que lhe é enviada através da RAN no quinto e sexto passos.

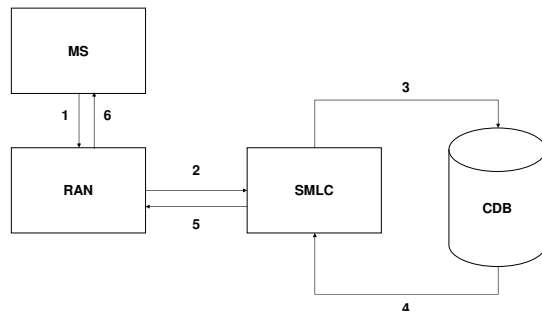


Fig. 1. Fluxograma de Requisição de Localização Originada pelo MS.

## II. COMPONENTES PRINCIPAIS DE MÉTODOS DCM

### A. Assinaturas de Rádio-Frequência

Tal qual uma impressão digital humana, que traz a identificação única de uma pessoa, espera-se que uma assinatura de RF identifique unicamente uma posição geográfica. Para tal, o número de parâmetros de sinal na assinatura de RF deve ser grande o suficiente para permitir uma correspondência única com uma dada posição. Os parâmetros de sinal selecionados - ou pelo menos suas médias temporais - devem ter baixa variabilidade no tempo em uma dada posição. Porém, estabilidade completa ao longo do tempo não é possível. Embora o uso das médias temporais reduza variações de pequena escala, modificações na RAN - como a ativação de novos setores, substituição de modelos de antenas de transmissão ou recepção, alteração nas potências de transmissão, etc. - podem invalidar o mapeamento prévio entre uma dada assinatura de RF e uma certa posição. Em tais casos, é necessário atualizar o CDB, obtendo novas assinaturas de RF através dos métodos descritos na Seção II-B.2.

Uma grande variedade de parâmetros de sinal pode ser selecionada para compor uma assinatura de RF: nível de sinal recebido (RSS - *Received Signal Strength*) [25], tempo de propagação (RTT - *Round Trip Time*) [23], perfil de retardo de potência calculado por meio da resposta impulsiva do canal [24], ângulo de chegada [26], etc. Idealmente, os parâmetros selecionados devem estar previamente disponíveis na RAN. O uso de parâmetros ordinariamente envolvidos com o gerenciamento de chamadas ou sessões evita a carga adicional na RAN que surge se mensagens e parâmetros específicos para localização são inseridos. Outro benefício dessa abordagem é que nenhuma modificação de *hardware* ou *software* é necessária no MS, tornando possível localizar qualquer MS legado dentro da área de cobertura da rede. Por essas razões, os parâmetros mais frequentemente utilizados são o RSS e o RTT. O MS periodicamente monitora o RSS do canal de controle do setor servidor e das células vizinhas para auxiliar a seleção de células e *handover*. Estes valores de RSS são reportados para a BSC através de relatórios de medidas (NMRs - *Network Measurement Reports*). Apenas os valores de RSS de canais transmitidos com potência constante podem ser inseridos em uma assinatura de RF [25], então o canal de controle, onde o controle de potência não é aplicado, é a escolha mais óbvia.

Uma assinatura de RF pode ser classificada como *assinatura alvo* ou como *assinatura de referência*. Uma assinatura de RF alvo é a assinatura de RF associada ao MS que se deseja localizar, i.e., ela contém parâmetros de sinal medidos pelo MS ou pelos setores de referência. As assinaturas de RF de referência são coletadas ou geradas durante a fase de treinamento e armazenadas no CDB. Ambos os tipos de assinaturas de RF têm a mesma estrutura: todos os parâmetros usados na assinatura alvo também devem estar presentes nas assinaturas de referência. A estrutura das assinaturas de RF alvo utilizada neste trabalho é definida pela matriz  $N_a \times 3$ :

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} CI_1 & RSS_1 & RTT_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ CI_{N_a} & RSS_{N_a} & RTT_{N_a} \end{bmatrix} \quad (1)$$

onde  $N_a$  é o número de setores âncora,  $CI_i$  e  $RSS_i$  são a

identidade da célula (CI - *Cell Identity*) e RSS medido do  $i$ -ésimo setor âncora.  $RTT_i$  é o tempo de propagação de ida e volta entre o MS e o  $i$ -ésimo setor âncora. As linhas são classificadas em ordem decrescente de RSS, então  $RSS_i \geq RSS_j$ , se  $i \leq j$ . Os passos de quantização e as faixas dinâmicas de RSS e RTT, o número máximo de setores âncora e o número de valores de RTT disponíveis são específicos de cada tipo de rede sem fio. Em redes GSM, por exemplo, a assinatura alvo pode conter até sete valores de RSS - correspondentes ao setor servidor e aos seis vizinhos recebidos com maior intensidade - enquanto o valor de RTT está disponível apenas para o setor melhor servidor [27], que usualmente é o setor âncora com o maior valor de RSS. Em redes WCDMA, devido ao suporte ao *soft-handover*, há múltiplos valores de RTT disponíveis para um MS em modo ativo: um valor para cada célula na lista de células ativas (*active set*) [14].

### B. Banco de Dados de Correlação

1) *Estrutura do CDB*: Cada elemento do CDB contém uma assinatura de RF de referência e um conjunto único de coordenadas geográficas. A distribuição planar - ou espacial, no caso de localização tridimensional - dessas coordenadas de referência dentro da área de serviço define a estrutura do CDB. A *área de serviço* é a região onde o serviço de localização é oferecido. Neste tutorial, apenas a localização bidimensional é considerada, mas a extensão para o caso tridimensional é direta. Tipicamente, há dois tipos de estrutura que um CDB pode assumir:

- **Grade Uniforme**: Se o CDB é organizado como uma grade uniforme, todas as coordenadas de referência são uniformemente espaçadas. A distância entre coordenadas de referência adjacentes define a resolução do CDB, que deve ser comparável à acurácia média esperada do método de localização [20]. Não é razoável utilizar uma resolução muito pequena, se o erro de localização médio é muito alto. Por outro lado, utilizar uma resolução muito grande pode provocar degradação da precisão do método. A grade uniforme é a estrutura mais adequada para CDBs construídos a partir de modelagem de rádio-propagação.
- **Lista Indexada**: Se o CDB é estruturado como uma lista indexada, a distribuição das coordenadas de referência não segue nenhum padrão regular. Esta estrutura é usualmente adotada em CDBs construídos a partir de medidas de campo [22]. Por exemplo, se o CDB é construído a partir de rotas veiculares de coleta de medidas, o padrão irregular das ruas pode impedir a obtenção de assinaturas de RF uniformemente espaçadas.

2) *Construção do CDB*: Esta seção apresenta as principais alternativas para a construção do CDB, que são: **i)** medidas de campo, **ii)** modelagem de rádio-propagação e **iii)** combinação de modelagem de propagação e medidas de campo, utilizando receptores de referência.

O CDB pode ser inteiramente construído a partir de medidas de campo. A coleta de medidas requer um MS, um *software* de coleta e processamento de medidas feitas pelo MS e um receptor GPS, no caso de medidas *outdoor*. O *software* pode ser executado em um *laptop* ou *palmtop* conectado ao MS,

ou no próprio MS. Periodicamente, parâmetros relacionados à localização, como os listados na equação (1), são coletados pelo *software* e armazenados para posterior processamento. Esses parâmetros são medidos pelo MS ou definidos pela rede e enviados ao MS. Para cada conjunto de parâmetros coletado, a posição do MS é registrada pelo receptor GPS. No caso de medidas *indoor*, pode ser necessário utilizar um mapa com a planta do prédio e registrar as posições de referência do MS manualmente.

O CDB empírico obtido a partir de medidas de campo usualmente permite que os métodos DCM que dele fazem uso atinjam maior precisão. Porém, essa alternativa apresenta uma séria desvantagem, especialmente quando utilizada em redes de área metropolitana. Nessas redes, para manter o CDB atualizado, testes de campo devem ser realizados após qualquer alteração em elementos da RAN. Estas alterações - ativação de novas células, substituição de modelos de antenas, mudança de azimute ou inclinação, alteração da potência de transmissão, etc. - ocorrem frequentemente, especialmente em redes de telefonia móvel celular, tornando a utilização deste tipo de CDB praticamente inviável nessas redes. A degradação da precisão de localização de métodos DCM utilizando CDBs com parâmetros desatualizados em redes celulares foi avaliada em [22] e [29]. Porém, no caso de métodos DCM para localização *indoor*, a utilização de CDBs construídos a partir de medidas pode ser uma opção viável, considerando-se a maior complexidade do ambiente de propagação *indoor* - o que torna mais difícil a modelagem acurada da rádio-propagação - e a menor área a ser coberta pela campanha de coleta de medidas.

A segunda alternativa para construção do CDB é a modelagem de propagação [21]. A principal vantagem desta alternativa é a possibilidade de atualizar o CDB de forma fácil, rápida e barata. Toda vez que ocorrem alterações nos elementos da RAN, a atualização do CDB requer apenas que os modelos de propagação sejam aplicados com os parâmetros atualizados da RAN. Porém, a precisão de localização pode ser pior que aquela obtida com a utilização de CDBs construídos a partir de medidas de campo. Essa degradação da precisão pode ser reduzida através da calibração ou ajuste fino dos modelos de propagação empregados [30].

Há uma grande variedade de modelos matemáticos para a predição de rádio-propagação, mas eles podem ser agrupados em duas classes principais: modelos determinísticos e modelos empíricos. Modelos determinísticos são baseados em técnicas de traçado de trajetória de raios. Eles descrevem a propagação da onda eletromagnética por meio de raios lançados da antena transmissora. Esses raios são refletidos e difratados em elevações do terreno, edificações, paredes e outros obstáculos. A principal desvantagem desses métodos reside na elevada carga de processamento requerida e conseqüentemente no tempo mais longo para execução das predições de cobertura [31]. Modelos empíricos são baseados em extensas campanhas de coleta de medidas de campo que, após análise estatística, fornecem equações parametrizadas de perda de propagação no percurso. Os parâmetros ou coeficientes dessas equações podem ser ajustados, dentro de limites pré-determinados, para melhor representar um ambiente de

propagação particular [32]. Modelos empíricos apresentam uma menor carga de processamento e, embora usualmente sejam menos acurados que os modelos determinísticos, provêm uma acurácia compatível com a acurácia média da maioria dos métodos DCM para localização *outdoor* [23][21].

O modelo de Okumura-Hata [33] provê uma fórmula empírica para a perda de propagação, obtida a partir de extensas medidas em áreas urbanas. Esse modelo é aplicável ao projeto de sistemas operando nas faixas de UHF (*Ultra High Frequency*) e VHF (*Very High Frequency*), sob as seguintes condições: faixa de frequências entre 100 e 1500 MHz, distâncias entre 1 e 20 km, altura da antena da BTS entre 30 e 200 metros, e altura da antena do MS entre 1 e 10 metros. O modelo de Okumura-Hata é largamente utilizado no planejamento de RF de redes celulares.

O modelo de Okumura-Hata não leva em consideração explicitamente a difração sobre o terreno e edificações. Para tal, é necessário representar matricialmente a topografia da área de serviço e aplicar modelos específicos de perda por difração.

A topografia da área de serviço é representada por uma matriz  $\mathbf{H}$  denominada modelo de elevação digital (DEM - *Digital Elevation Model*) ou base topográfica digitalizada [34]. Cada elemento  $h_{i,j}$  da matriz armazena a altura média do terreno em uma superfície de  $r_H \times r_H$  m<sup>2</sup>, denominada *pixel*. O parâmetro  $r_H$  é a resolução planar da matriz  $\mathbf{H}$ . A matriz  $\mathbf{H}$  também pode conter, adicionada à altura do terreno, a altura de edificações. Se a área de serviço cobre uma superfície total de  $l \times w$  m<sup>2</sup>, então  $\mathbf{H}$  tem  $\left\lceil \frac{l}{r_H} \right\rceil \times \left\lceil \frac{w}{r_H} \right\rceil$  elementos.

Para representar a superfície da área de serviço como um plano, dividido em *pixels* uniformemente espaçados, é necessário aplicar um sistema de coordenadas geográficas que use uma projeção cartográfica retangular, como o sistema UTM (*Universal Transverse Mercator*) [35]. Assume-se que o sistema UTM é utilizado e que  $h_{1,1}$ , o primeiro elemento de  $\mathbf{H}$ , está situado no extremo noroeste da área de serviço, conforme ilustrado pela Fig. 2. Se as coordenadas UTM  $[x_1 \ y_1]^T$  de  $h_{1,1}$  são conhecidas, então as coordenadas de  $h_{i,j}$  são dadas por:

$$\begin{bmatrix} x_j \\ y_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 + r_H (j - 1) \\ y_1 - r_H (i - 1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

onde  $i = 1, 2, \dots, \left\lceil \frac{w}{r_H} \right\rceil$  e  $j = 1, 2, \dots, \left\lceil \frac{l}{r_H} \right\rceil$ .

O perfil do relevo - incluindo a altura dos prédios, se disponível - entre a  $k$ -ésima célula e o *pixel*  $(i, j)$  é obtido a partir do DEM. A Fig. 3 mostra o perfil do relevo e a fronteira da primeira Zona de Fresnel [32] em um rádio-enlace.

Após a obtenção do perfil do relevo entre o transmissor e o receptor, as perdas por difração em obstáculos devem ser calculadas por um modelo específico, como Epstein-Peterson, Bullington ou Deygout [32]. A perda de propagação média em dB, calculada pelo modelo de Okumura-Hata, entre a  $k$ -ésima célula na área de serviço e o *pixel*  $(i, j)$ , acrescida da perda por difração  $u_{i,j,k}$ , é dada por:

$$L_{i,j,k} = c_1 + c_2 \log_{10}(d_{i,j,k}) + \log_{10}(z_k) [c_3 + c_5 \log_{10}(d_{i,j,k})] + c_4 u_{i,j,k} \quad (3)$$

onde  $d_{i,j,k}$  é a distância em metros entre a antena da  $k$ -ésima célula e o *pixel*  $(i, j)$ . Os coeficientes do modelo dependem da morfologia da região e da frequência de operação do rádio-enlace. Para RANs utilizando a banda de 869-881 MHz, o modelo de Okumura-Hata é aplicado na frequência central de

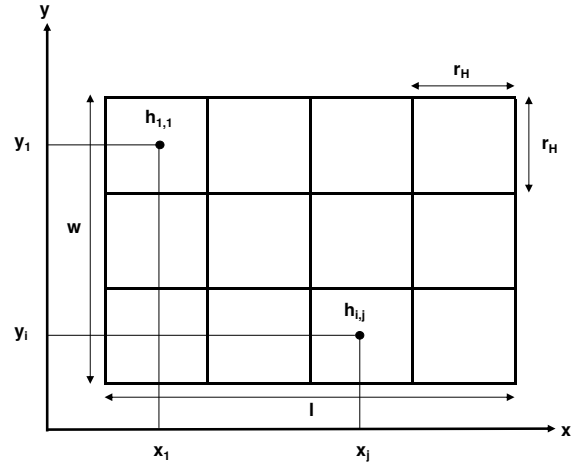


Fig. 2. Superfície da Área de Serviço representada como uma Matriz.

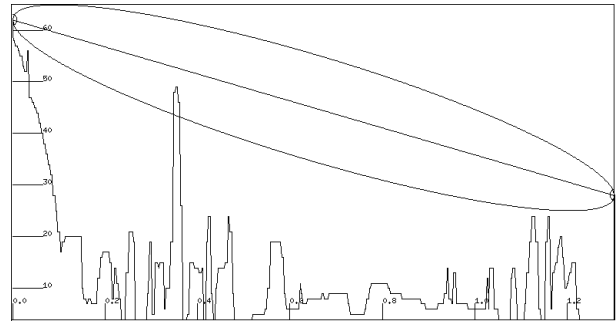


Fig. 3. Perfil do Relevo com Altura de Prédios.

875 MHz. Os valores dos coeficientes são listados na Tab. I. Estes são os valores padrão para áreas urbanas e suburbanas, exceto os valores de  $c_4$ , que foram empiricamente definidos pelos autores em [36].

TABELA I  
COEFICIENTES DO MODELO DE OKUMURA-HATA.

Coefficiente	Urbana	Suburbana
$c_1$	-12,1	-2,2
$c_2$	-44,9	-44,9
$c_3$	-5,83	-5,83
$c_4$	0,5	0,4
$c_5$	6,55	6,55

O parâmetro  $z_k$  na equação (3) é a altura efetiva em metros da antena da  $k$ -ésima célula. Sejam  $B_1$  a altura da antena do setor em relação ao nível do solo,  $B_0$  a altura do solo em relação ao nível do mar no local onde está instalada a antena do setor,  $M_1$  a altura da antena do MS em relação ao nível do solo e  $M_0$  a altura do solo em relação ao nível do mar no local onde está situado o MS. Os parâmetros  $B_0$ ,  $B_1$ ,  $M_0$  e  $M_1$  são indicados na Fig. 4. A altura efetiva da antena da  $k$ -ésima célula é dada por [37]:

$$z_k = B_1 + B_0 - (M_1 + M_0), \text{ se } B_0 > M_0 \\ z_k = B_1, \text{ se } B_0 < M_0 \quad (4)$$

onde assume-se que  $M_1 = 1.5$  metros [33].

Os ângulos  $\phi$  (plano vertical) e  $\theta$  (plano horizontal) entre a antena da  $k$ -ésima célula e o *pixel*  $(i, j)$  podem ser calculados utilizando trigonometria, uma vez que as coordenadas

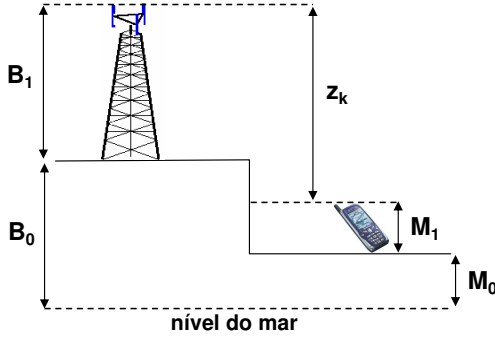


Fig. 4. Cálculo da Altura Efetiva da Antena da BTS.

geográficas espaciais -  $x$ ,  $y$  e  $z$  - da antena e do  $pixel$  são conhecidas. A potência de transmissão do canal de controle da  $k$ -ésima célula é considerada, assim como as perdas em conectores e cabos entre o transmissor e a antena transmissora. Portanto, de posse dos diagramas de radiação vertical e horizontal da antena, é possível estimar a potência isotrópica efetivamente irradiada (EIRP - *Effective Isotropic Radiated Power*) do canal de controle da  $k$ -ésima célula na direção do  $pixel$  ( $i, j$ ). Essa direção é definida pelos ângulos  $\phi$  e  $\theta$ . O RSS em dBm no  $pixel$  ( $i, j$ ) do canal de controle da  $k$ -ésima célula é dado por:

$$\text{RSS}_{i,j,k} = \text{EIRP}_{i,j,k} - L_{i,j,k} \quad (5)$$

onde  $\text{EIRP}_{i,j,k}$  é a EIRP do canal de controle da  $k$ -ésima célula na direção do  $pixel$  ( $i, j$ ) e  $L_{i,j,k}$  é a perda de propagação entre a antena da  $k$ -ésima célula e o  $pixel$  ( $i, j$ ), dada pela equação (3). Um mapa com os valores previstos de RSS para uma célula é mostrado na Fig. 5. Esse mapa foi gerado utilizando o modelo de Okumura-Hata sobre uma base topográfica digitalizada com resolução planar  $r_H = 5$  metros, com altura de prédios sobreposta ao relevo. As perdas adicionais por difração sobre estes obstáculos foram calculadas pelo modelo de Epstein-Peterson [32].

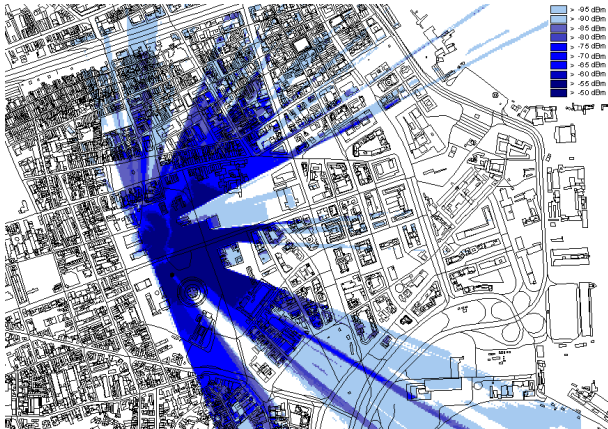


Fig. 5. Mapa de RSS para uma Célula.

Considerando a assinatura de RF definida na equação (1),

não apenas os valores de RSS, mas também os valores de RTT devem ser estimados. O valor de referência de RTT - i.e., contido na assinatura de RF de referência - entre a  $k$ -ésima célula e o  $pixel$  ( $i, j$ ) é dado por:

$$\text{RTT}_{i,j,k} = \left\lfloor \frac{2d_{i,j,k}}{cT_s} \right\rfloor \quad (6)$$

onde  $c$  é a velocidade da luz no espaço livre em metros por segundo,  $T_s$  é o período de símbolo em segundos e  $d_{i,j,k}$  é a distância em metros entre a antena da  $k$ -ésima célula e o  $pixel$  ( $i, j$ ). A equação (6) assume condições LOS entre a antena e o  $pixel$ , mas isso raramente se verifica em condições reais, especialmente em áreas urbanas densas. Para melhorar a acurácia do valor estimado do RTT de referência, o atraso adicional de propagação devido à propagação em condições NLOS pode ser modelado como uma variável aleatória. Uma alternativa para essa modelagem é apresentada pelos autores em [23].

A assinatura de RF de referência no  $pixel$  ( $i, j$ ) está completa após  $\text{RSS}_{i,j,k}$  e  $\text{RTT}_{i,j,k}$  terem sido calculados para  $k = 1, 2, \dots, N_{i,j}$ , onde  $N_{i,j}$  é o número de células cujos valores previstos de RSS estão acima de um limiar na posição do  $pixel$  ( $i, j$ ). Note que  $1 \leq N_{i,j} \leq N_c$ , onde  $N_c$  é o número total de células na área de serviço. A assinatura de RF de referência no  $pixel$  ( $i, j$ ) é definida por:

$$\mathbf{S}_{i,j} = \begin{bmatrix} \text{CI}_{i,j,1} & \text{RSS}_{i,j,1} & \text{RTT}_{i,j,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \text{CI}_{i,j,N_{i,j}} & \text{RSS}_{i,j,N_{i,j}} & \text{RTT}_{i,j,N_{i,j}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

onde  $\text{CI}_{i,j,k}$  é o CI da  $k$ -ésima célula cujo sinal é detectado, segundo a predição de cobertura, no  $pixel$  ( $i, j$ ). As linhas são classificadas em ordem decrescente de RSS, i.e.,  $\text{RSS}_{i,j,k'} \geq \text{RSS}_{i,j,k''}$ , se  $k' \leq k''$ .

O CDB está completo após  $\mathbf{S}_{i,j}$  ter sido calculado para todos os  $pixels$  na área de serviço - i.e., para  $i = 1, 2, \dots, \left\lceil \frac{w}{r_H} \right\rceil$  e  $j = 1, 2, \dots, \left\lceil \frac{l}{r_H} \right\rceil$ . A estrutura do CDB assim obtido é uma grade uniforme, conforme definido na Seção II-B.1.

A resolução planar do CDB deve ser comparável à acurácia média esperada do método de localização [20]. Então, se  $r_H$  é muito pequeno, a grade do CDB pode ser sub-amostrada [23]. A matriz resultante terá  $\left\lceil \frac{l}{r_S} \right\rceil \times \left\lceil \frac{w}{r_S} \right\rceil$  elementos, onde  $r_S$  é a nova resolução planar do CDB. A Fig. 6 mostra um exemplo onde  $r_S = 2r_H$ . A nova assinatura de RF de referência  $\mathbf{S}'_{1,1}$  do primeiro elemento da matriz é obtida pela média dos valores contidos nas assinaturas de RF de referência originais  $\mathbf{S}_{1,1}$ ,  $\mathbf{S}_{1,2}$ ,  $\mathbf{S}_{2,1}$  e  $\mathbf{S}_{2,2}$ . O processo é repetido para todos os  $pixels$ . Se as coordenadas UTM de  $[x_1 \ y_1]^T$  de  $\mathbf{S}'_{1,1}$  são conhecidas, então as coordenadas de  $\mathbf{S}'_{i,j}$  são dadas por:

$$\begin{bmatrix} x_j \\ y_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 + r_S(j-1) \\ y_1 - r_S(i-1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

onde  $i = 1, 2, \dots, \left\lceil \frac{w}{r_S} \right\rceil$  e  $j = 1, 2, \dots, \left\lceil \frac{l}{r_S} \right\rceil$ .

Se o CDB é construído a partir de modelagem de propagação, medidas de campo podem ser utilizadas para um ajuste fino dos modelos de propagação empíricos utilizados. Espera-se que este procedimento melhore a precisão de localização de um método DCM utilizando tal CDB.

Considere que uma rota de calibração é realizada através da área de serviço. Em cada ponto de medição, o RSS de

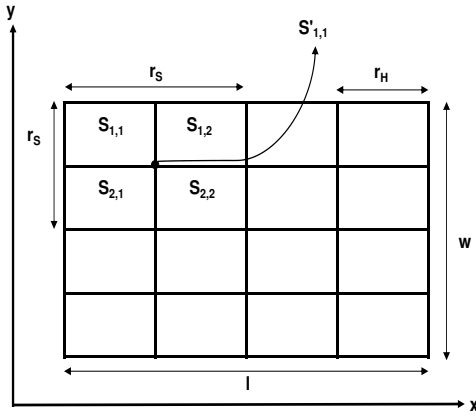


Fig. 6. Sub-amostragem de um CDB estruturado como uma Grade Uniforme.

cada célula detectada é coletado. As coordenadas dos pontos de medição, obtidas com o GPS, também são coletadas, permitindo identificar sobre quais *pixels* do CDB os pontos de medição da rota de calibração estão situados, conforme exemplificado pela Fig. 7(a). Para pontos de medição situados sobre um mesmo *pixel*, um valor médio de RSS por célula é calculado, restando apenas um ponto de medição equivalente por *pixel*. Após esse procedimento, cada ponto de medição é identificado pela 3-upla  $(i_n, j_n, \mathbf{M}_n)$ , conforme exemplificado pela Fig. 7(b). O par  $(i_n, j_n)$  identifica a *pixel* sobre a qual o  $n$ -ésimo ponto de medição está situado. Note que  $1 \leq n \leq N_m$ , onde  $N_m$  é o número de pontos de medição da rota de calibração. A matriz  $\mathbf{M}_n$  é o conjunto de valores de RSS médios coletados no  $n$ -ésimo ponto de medição, e é definida por:

$$\mathbf{M}_n = \begin{bmatrix} CI_{n,1} & RSS_{n,1} \\ \vdots & \vdots \\ CI_{n,N_n} & RSS_{n,N_n} \end{bmatrix} \quad (9)$$

onde  $CI_{n,k}$  e  $RSS_{n,k}$  são o CI e RSS da  $k$ -ésima célula no  $n$ -ésimo ponto de medição. Note que  $1 \leq k \leq N_n$ , onde  $N_n$  é o número de células detectadas no  $n$ -ésimo ponto de medição e  $1 \leq N_n \leq N_c$ . As linhas na matriz  $\mathbf{M}$  são classificadas em ordem decrescente de RSS, então  $RSS_{n,k'} \geq RSS_{n,k''}$ , se  $k' \leq k''$ .

No  $n$ -ésimo ponto da rota de calibração, a diferença entre os valores medido e previsto de RSS da  $k$ -ésima célula é dada por:

$$b_{n,k} = \mathbf{M}_n(k', 2) - \mathbf{S}'_{i,j}(k'', 2) \quad (10)$$

para

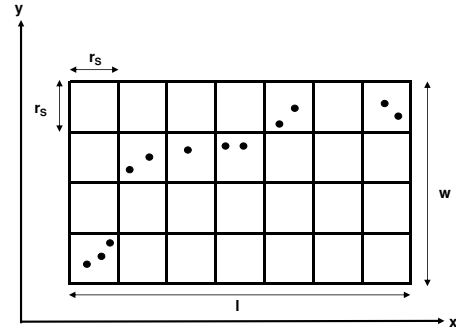
$$\mathbf{M}_n(k', 1) = \mathbf{S}'_{i,j}(k'', 1) = CI_k \quad (11)$$

e

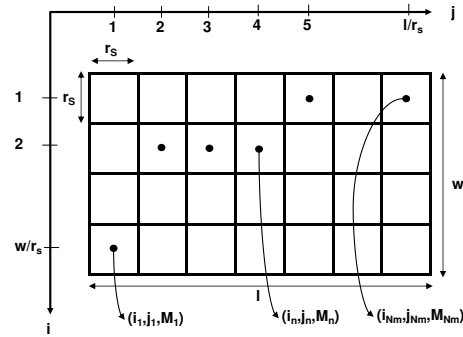
$$(i_n, j_n) = (i, j) \quad (12)$$

Note que  $1 \leq k' \leq N_n$ ,  $1 \leq k'' \leq N_{i,j}$ ,  $1 \leq k \leq N_c$  e  $1 \leq n \leq N_m$ .

Calculando  $b_{n,k}$  para todos os pontos da rota de calibração onde a  $k$ -ésima célula foi detectada, obtém-se uma matriz coluna  $\mathbf{B}_k$  com  $N_{m,k}$  linhas. O parâmetro  $N_{m,k}$  indica o número de pontos da rota de calibração onde a  $k$ -ésima célula foi detectada. Note que  $1 \leq N_{m,k} \leq N_m$ .



(a) Rota Original



(b) Rota Final

Fig. 7. Rota de Calibração.

A calibração ou ajuste fino do modelo de propagação é feito célula a célula, através da definição de um fator de calibração  $C_k$  que é adicionado à perda de propagação - dada pela equação (3) - entre a antena da  $k$ -ésima célula e qualquer *pixel*  $(i, j)$  na área de serviço. O fator  $C_k$  minimiza a soma das diferenças absolutas entre os valores de RSS medidos e previstos da  $k$ -ésima célula nos pontos da rota de calibração onde a  $k$ -ésima célula foi detectada. O fator  $C_k$  em dB pode ser estimado pelo método dos mínimos quadrados, conforme:

$$C_k = \left( \mathbf{V}^T \mathbf{V} \right)^{-1} \mathbf{V}^T \mathbf{B}_k \quad (13)$$

onde  $\mathbf{V}$  é uma matriz coluna com  $N_{m,k}$  linhas e cujos elementos são todos iguais a um [38].

A terceira alternativa para construção do CDB é a utilização simultânea de assinaturas de referência medidas e previstas. Neste caso, o CDB é dito misto. Primeiro, um CDB estruturado como uma grade uniforme é construído utilizando modelagem de rádio-propagação. Em seguida, medidas de campo são realizadas para coletar assinaturas de RF de referência. Estes pontos de medição podem ser isolados ou localizados ao longo de rotas. Nos *pixels* do CDB onde houver pontos de medição, as assinaturas de referência medidas substituem as assinaturas de referência previstas. Para suavizar discontinuidades entre valores previstos e medidos de RSS, alguma forma de interpolação entre os valores medidos e previstos precisa ser realizada nos *pixels* em torno dos pontos de medição [38].

Espera-se que a inserção de assinaturas de referência medidas no CDB melhore a precisão de localização do MS, especialmente nos *pixels* próximos aos pontos de medição. Porém, as mesmas dificuldades de atualização que atingem os CDBs construídos inteiramente a partir de medidas de campo também afetam os CDBs mistos. Após qualquer alteração na RAN, medidas atualizadas precisam ser obtidas para prevenir degradação da precisão de localização [22]. Se os pontos de medição são obtidos a partir de rotas veiculares, isso significa que novas rotas precisam ser realizadas para a atualização do CDB.

Uma solução alternativa para a atualização dos CDBs mistos é a utilização de receptores de referência denominados *passive listeners* [29]. Estas unidades são MS's posicionados em locais com coordenadas conhecidas. Estes MS's realizam medidas que são enviadas à rede através de NMRs, possibilitando uma atualização automática do CDB misto. É possível aumentar a precisão de localização em uma dada zona por meio da instalação de um número suficientemente alto de receptores de referência nessa zona. Um algoritmo para indicar a distribuição ótima de receptores de referência em uma dada área é proposto em [29].

### C. Técnicas para Reduzir o Espaço de Correlação

O espaço de correlação é um sub-conjunto de elementos do CDB cujas assinaturas de referência são comparadas com a assinatura alvo. As coordenadas geográficas dos elementos do espaço de correlação são posições candidatas para a solução do problema de localização do MS. Porém, não é praticável comparar a assinatura alvo com todas as assinaturas de referência armazenadas no CDB, uma vez que isso resultaria em uma elevada carga de processamento e em um longo tempo para produzir uma estimativa de posição. Portanto, alguma técnica deve ser aplicada para reduzir o espaço de correlação sem prejudicar de modo perceptível a precisão de localização.

Duas técnicas de redução do espaço de correlação são apresentadas nessa seção: filtragem determinística do CDB, originalmente proposta pelos autores em [23], e busca otimizada com algoritmos genéticos (GA - *Genetic Algorithms*), originalmente proposta em [39] e modificada pelos autores em [40]. As técnicas de redução do espaço de correlação são apresentadas assumindo que o CDB é estruturado como uma grade uniforme, porém a extensão para o caso de um CDB estruturado como uma lista indexada é direta.

O espaço de correlação original é representado pelo conjunto  $\mathcal{A}$  e contém todos os elementos do CDB. Se o CDB é estruturado como uma grade uniforme e a área de serviço cobre uma superfície total de  $l \times w$  m<sup>2</sup>, então  $\#\mathcal{A} = \left\lceil \frac{l}{r_S} \right\rceil \times \left\lceil \frac{w}{r_S} \right\rceil$ , onde  $r_S$  é a resolução planar do CDB. O conjunto  $\mathcal{A}$  é definido por:

$$\mathcal{A} = \left\{ (x_j, y_i, \mathbf{S}'_{i,j}) \mid i = 1, 2, \dots, \left\lceil \frac{w}{r_S} \right\rceil \text{ e } j = 1, 2, \dots, \left\lceil \frac{l}{r_S} \right\rceil \right\} \quad (14)$$

onde  $\mathbf{S}'_{i,j}$  é a assinatura de RF de referência no *pixel*  $(i, j)$ . As coordenadas geográficas  $(x_j, y_i)$  do *pixel*  $(i, j)$  são dadas pela equação (8).

O espaço de correlação reduzido  $\mathcal{D}$  é um subconjunto de  $\mathcal{A}$ . O fator de redução do espaço de correlação pode ser definido

por:

$$\gamma = 1 - \frac{\#\mathcal{D}}{\#\mathcal{A}} \quad (15)$$

onde  $\#\mathcal{A}$  e  $\#\mathcal{D}$  são o número de elementos no espaço de correlação original ( $\mathcal{A}$ ) e reduzido ( $\mathcal{D}$ ), respectivamente. Note que  $\mathcal{D} \subset \mathcal{A}$ .

1) *Filtragem Determinística*: Essa técnica reduz progressivamente o espaço de correlação, aplicando três passos sucessivos de filtragem sobre os elementos do CDB [23]. A área de serviço é representada na Fig. 8(a), onde a área de melhor servidor de cada célula é mostrada, bem como os vetores representando o arruamento. O mapa da área de serviço inclui todos os elementos do CDB e corresponde ao espaço de correlação original  $\mathcal{A}$ .

1) No primeiro passo de filtragem, o espaço de correlação é restrito aos elementos do CDB dentro da área de melhor servidor da célula com o maior valor de RSS na assinatura de RF alvo, obtendo-se:

$$\mathcal{B} = \left\{ (x_j, y_i, \mathbf{S}'_{i,j}) \mid \mathbf{S}'_{i,j} \in \mathcal{A} \text{ e } \mathbf{S}'_{i,j}(1, 1) = \mathbf{F}(1, 1) \right\} \quad (16)$$

onde  $\mathbf{S}'_{i,j}(1, 1)$  e  $\mathbf{F}(1, 1)$  são o CI do melhor servidor na assinatura de referência e na assinatura alvo, respectivamente. A assinatura de referência é definida pela equação (7). A assinatura alvo é definida pela equação (1). A área de melhor servidor de uma célula, cujo CI é indicado por  $\mathbf{F}(1, 1)$ , é mostrada na Fig. 8(b). Essa área contém os elementos de  $\mathcal{B}$ .

2) No segundo passo de filtragem, o espaço de correlação é restrito aos elementos cujo valor de RTT do melhor servidor é igual ao valor de RTT do melhor servidor na assinatura de RF alvo. O conjunto resultante é definido por:

$$\mathcal{C} = \left\{ (x_j, y_i, \mathbf{S}'_{i,j}) \mid \mathbf{S}'_{i,j} \in \mathcal{B} \text{ e } \mathbf{S}'_{i,j}(1, 3) = \mathbf{F}(1, 3) \right\} \quad (17)$$

onde  $\mathbf{S}'_{i,j}(1, 3)$  e  $\mathbf{F}(1, 3)$  são os valores de referência e alvo de RTT, respectivamente. A Fig. 8(c) mostra os *pixels* pertencentes a  $\mathcal{C}$ . O segundo passo de filtragem é omitido em RANs onde valores de RTT não estão disponíveis, como no caso de redes WiFi.

3) No terceiro passo de filtragem, o espaço de correlação é restrito aos elementos cujas assinaturas de referência contêm as primeiras  $N$  células listadas na assinatura alvo  $\mathbf{F}$ . Como as linhas de  $\mathbf{F}$  são classificadas em ordem decrescente de RSS, essas células têm os  $N$  maiores valores de RSS em  $\mathbf{F}$ . O conjunto dos CIs das  $N$  células com os maiores valores de RSS na assinatura alvo é definido por:

$$\mathcal{I}_{T_N} = \{ \mathbf{F}(1 : N, 1) \mid N \in [1, N_a] \} \quad (18)$$

onde  $N_a$  é o número de células âncora em  $\mathbf{F}$ . O conjunto de CIs na assinatura de referência no *pixel*  $(i, j)$  é definido por:

$$\mathcal{I}_{R,i,j} = \left\{ \mathbf{S}'_{i,j}(1 : N_{i,j}, 1) \mid \mathbf{S}'_{i,j} \in \mathcal{C} \right\} \quad (19)$$

onde  $N_{i,j}$  é o número de células em  $\mathbf{S}'_{i,j}$ . A cardinalidade do conjunto  $(\mathcal{I}_{R,i,j} \cap \mathcal{I}_{T_N})$  informa quantas das células na assinatura de referência do *pixel*  $(i, j)$  estão entre as  $N$  células com os maiores valores de RSS na



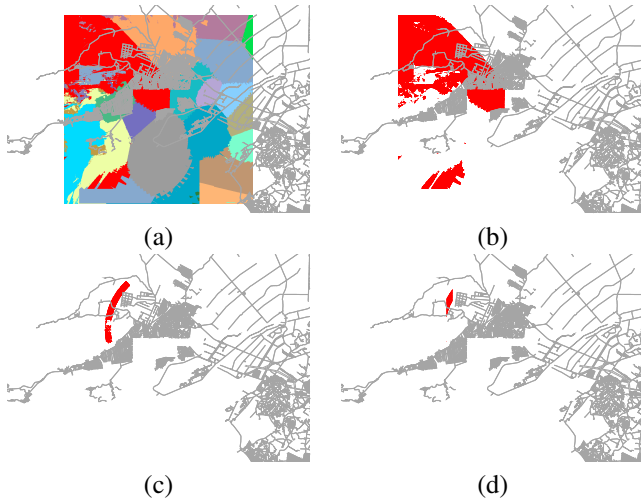


Fig. 8. Redução do Espaço de Correlação com Filtragem Determinística

assinatura alvo. Se  $\#(\mathcal{I}_{R,i,j} \cap \mathcal{I}_{T_N}) = 0$ , o valor de  $N$  é reduzido até que  $\#(\mathcal{I}_{R,i,j} \cap \mathcal{I}_{T_N}) > 0$ .

No terceiro passo de filtragem, o espaço de correlação é restrito aos *pixels* onde  $\#(\mathcal{I}_{R,i,j} \cap \mathcal{I}_{T_N}) = N$ . O espaço de correlação reduzido assim obtido é definido por:

$$\mathcal{D} = \left\{ (x_j, y_i, \mathbf{S}'_{i,j}) \mid \mathbf{S}'_{i,j} \in \mathcal{C} \text{ e } \#(\mathcal{I}_{R,i,j} \cap \mathcal{I}_{T_N}) = N \text{ e } N \in [1, N_a] \right\} \quad (20)$$

A Fig. 8(d) mostra os *pixels* pertencentes a  $\mathcal{D}$ . Note que  $\mathcal{D} \subset \mathcal{C} \subset \mathcal{B} \subset \mathcal{A}$  e que, nesse caso,  $\#\mathcal{D} \ll \#\mathcal{A}$ , o que significa que a técnica de filtragem determinística do CDB atinge um elevado fator de redução do espaço de correlação [23].

2) *Busca Otimizada utilizando Algoritmos Genéticos*: GA é uma técnica de busca adaptativa baseada nos princípios de seleção natural e reprodução genética [41]. Cada solução candidata é um indivíduo representado por uma sequência numérica denominada cromossomo. Quando o cromossomo é representado em forma binária, cada bit é denominado gene. O conjunto de indivíduos em cada ciclo ou geração é denominado população. Os indivíduos em uma população são modificados e combinados por meio de operadores genéticos - *crossover*, mutação e elitismo - produzindo uma nova população para a geração seguinte. O *crossover* combina segmentos de cromossomos de dois indivíduos, produzindo dois novos indivíduos para a geração seguinte. A mutação é uma alteração aleatória de um ou mais genes de um cromossomo. O elitismo é a clonagem do melhor indivíduo de uma geração no ciclo subsequente [42]. A aptidão de um indivíduo é verificada através de uma função de avaliação. Indivíduos mais aptos têm maior probabilidade de serem selecionados para reprodução (*crossover*). O melhor indivíduo em uma população é aquele que atinge o maior valor na função de avaliação. Este ciclo continua até que um critério de parada - o número máximo de gerações, aptidão do melhor indivíduo, tempo de processamento, etc. - seja atingido. O melhor indivíduo da última geração fornece a solução sub-ótima do problema [41].

Na aplicação proposta de GA para localização, cada indivíduo é um *pixel*. Cada *pixel* tem uma assinatura de RF

de referência, que é usada para avaliar a aptidão do indivíduo. Os passos do algoritmo são:

- 1) Inicializar a população da primeira geração, selecionando aleatoriamente indivíduos pertencentes ao conjunto  $\mathcal{B}$ , definido na equação (16);
- 2) Avaliar a aptidão de cada indivíduo da população atual, utilizando uma função de correlação;
- 3) Criar os cromossomos, convertendo as coordenadas dos indivíduos para o formato binário;
- 4) Aplicar operadores genéticos - *crossover*, mutação e elitismo - para criar a nova geração;
- 5) Converter os cromossomos para o formato inteiro;
- 6) Se um critério de parada for atingido, a localização do MS é dada pelas coordenadas do indivíduo mais apto; caso contrário, retorna-se ao passo 2.

O primeiro passo é um aprimoramento da formulação proposta em [39], onde a população inicial é aleatoriamente selecionada dentre os *pixels* pertencentes ao conjunto  $\mathcal{A}$ . O aprimoramento, proposto originalmente pelos autores em [40], baseia-se na pressuposição de que a probabilidade do MS estar localizado dentro da área de melhor servidor predita do seu setor servidor é maior do que em quaisquer outros *pixels* na área de serviço. Portanto, durante a inicialização da população da primeira geração, em vez de selecionar aleatoriamente indivíduos por toda a área de serviço, os indivíduos são selecionados aleatoriamente dentre os *pixels* pertencentes ao conjunto  $\mathcal{B}$ . Como consequência, a aptidão média da população da primeira geração é maior - i.e., na média, os indivíduos da primeira geração estão mais próximos da localização real do MS - o que significa que, em comparação com o algoritmo proposto em [39], menos gerações são necessárias para atingir a solução sub-ótima.

Se o CDB é estruturado como uma grade uniforme, o comprimento de cada cromossomo é dado pelo número de bits necessário para identificar a posição de um *pixel* - i.e., sua linha e sua coluna no CDB - e é dado por  $\left\lceil \left( \log_2 \left\lceil \frac{l}{r_S} \right\rceil + \log_2 \left\lceil \frac{w}{r_S} \right\rceil \right) \right\rceil$ , onde  $l \times w \text{ m}^2$  é a superfície da área de serviço e  $r_S$  é a resolução planar do CDB.

Quanto maior a correlação entre a assinatura de referência de um indivíduo e a assinatura alvo, maior a aptidão desse indivíduo. O indivíduo mais apto de uma geração é aquele que atinge a maior correlação. A correlação é calculada utilizando uma das técnicas apresentadas na Seção II-D.

O ciclo do GA termina quando pelo menos uma das seguintes condições ocorrer: **i)** um número máximo de gerações  $g_{max}$  for atingido; **ii)** a aptidão do melhor indivíduo não aumentar mais do que  $\epsilon$  durante  $\alpha$  gerações consecutivas. A segunda condição otimiza o critério de parada comum baseado apenas no número máximo de gerações: se a aptidão do melhor indivíduo atinge um estado estacionário, isto pode significar que o algoritmo atingiu um máximo local e que portanto não há necessidade de avaliar novas gerações [43]. A ocorrência prematura do máximo local pode ser evitada elevando-se a taxa de mutação.

O espaço de correlação reduzido  $\mathcal{D}$  contém as coordenadas e as assinaturas de referência de todos os indivíduos de todas as gerações. A cardinalidade deste conjunto é  $\#\mathcal{D} = g \times \tau$ ,

onde  $g$  é o número de gerações e  $\tau$  é o número de indivíduos por geração. Note que  $g \leq g_{max}$  e que  $\mathcal{D} \subset \mathcal{B} \subset \mathcal{A}$ .

#### D. Correlação de Assinaturas de Rádio-Frequência

Após definir a estrutura da assinatura de RF e do CDB, o espaço de correlação e as técnicas para reduzi-lo, faz-se necessário especificar como as assinaturas de referência contidas em  $\mathcal{D}$  são comparadas à assinatura alvo. O objetivo é encontrar a assinatura de referência em  $\mathcal{D}$  que tem a maior similaridade ou correlação com a assinatura alvo. A correlação pode ser avaliada através dos valores absolutos de RSS ou através da ordenação dos mesmos. Os valores de RTT não são diretamente utilizados na comparação das assinaturas de referência e alvo, mas são aplicados na redução do espaço de correlação, conforme descrito na Seção II-C.1.

Neste trabalho, a correlação entre as assinaturas de referência e alvo é avaliada através da ordenação e dos valores absolutos de RSS. No primeiro caso, esta avaliação é feita utilizando o coeficiente de correlação de ordem de Spearman [45]. No segundo caso, esta avaliação é feita de duas maneiras: **i)** calculando a distância no espaço  $N$ -dimensional de RSS entre as assinaturas de referência e alvo [23] e **ii)** utilizando redes neurais artificiais [44].

Assume-se que o MS está localizado no *pixel* cuja assinatura de referência tenha a maior correlação com a assinatura alvo. Alternativamente, em vez de utilizar apenas o *pixel* com a maior correlação, é possível selecionar os  $K$  *pixels* com os maiores valores de correlação. Neste caso a localização estimada do MS é dada pela média aritmética das coordenadas desses  $K$  *pixels*. Este método é denominado  $K$  vizinhos mais próximos (KNN -  $K$  Nearest Neighbors) [46].

1) *Distância no Espaço  $N$ -Dimensional de RSS*: A similaridade entre as assinaturas de referência e alvo pode ser definida em função da distância entre as mesmas em um espaço  $N$ -dimensional de RSS [47]. Cada dimensão corresponde a uma célula. A distância na  $k$ -ésima dimensão é a diferença entre os valores de RSS de referência e alvo da  $k$ -ésima célula. A Fig. 9 mostra um exemplo para  $N = 3$ . A distância euclidiana entre a assinatura alvo (ponto negro) e cada assinatura de referência (pontos brancos) no espaço tridimensional de RSS é indicada pelos comprimentos dos segmentos de reta.

A similaridade ou correlação entre as assinaturas de referência e alvo é inversamente proporcional à distância no espaço  $N$ -dimensional de RSS entre essas assinaturas. Esta distância pode ser calculada através de diferentes métricas: distância euclidiana, soma de diferenças absolutas (SAD - *Sum of Absolute Differences*), etc. O uso de diferentes métricas pode produzir estimativas de posição distintas [50].

Duas situações são consideradas quando a distância no espaço  $N$ -dimensional de RSS é calculada: **i)** caso particular, aplicado especificamente quando a filtragem determinística é utilizada [23], e **ii)** caso geral, onde um termo de penalidade é introduzido [20].

O caso particular é aplicável quando o espaço de correlação reduzido  $\mathcal{D}$  é obtido utilizando filtragem determinística do CDB. O caso particular também é aplicável quando apenas

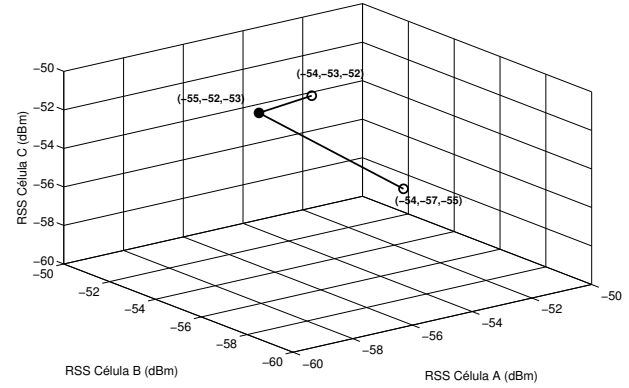


Fig. 9. Distâncias Euclidianas entre as Assinaturas Alvo (ponto negro) e de Referência (pontos brancos) no Espaço 3-dimensional de RSS.

o terceiro passo de filtragem é utilizado, isto é, quando as assinaturas de referência que contêm as primeiras  $N$  células listadas na assinatura alvo  $\mathbf{F}$  são selecionadas diretamente do conjunto  $\mathcal{A}$ , e não do conjunto  $\mathcal{C}$ .

Considerando que o CDB é organizado como uma grade uniforme e que  $(i, j, \mathbf{S}'_{i,j}) \in \mathcal{D}$ , a distância euclidiana entre a assinatura alvo  $\mathbf{F}$  e a assinatura de referência  $\mathbf{S}'_{i,j}$  no espaço  $N$ -dimensional de RSS, no caso particular, é dada por:

$$d_{i,j} = \sqrt{\sum_{k=1}^N \left( \left| \frac{\mathbf{S}'_{i,j}(n_k, 2) - \mathbf{F}(k, 2)}{\delta} \right| \right)^2} \quad (21)$$

onde  $\mathbf{S}'_{i,j}(n_k, 1) = \mathbf{F}(k, 1)$  e  $n_k \in [1, N_{i,j}]$ . O parâmetro  $N_{i,j}$  informa o número de linhas em  $\mathbf{S}'_{i,j}$ . O parâmetro  $\delta$  representa a inacurácia em dB na medida de RSS, inerente ao MS. A utilização do parâmetro  $\delta$  na correlação de assinaturas de RF foi originalmente proposta pelos autores em [25]. Note que, na equação (21), qualquer diferença entre valores alvo e de referência de RSS menor que  $\delta$  é considerada nula. Se o parâmetro  $\delta$  não for utilizado, a equação (21) torna-se:

$$d_{i,j} = \sqrt{\sum_{k=1}^N (\mathbf{S}'_{i,j}(n_k, 2) - \mathbf{F}(k, 2))^2} \quad (22)$$

No caso geral, a correlação entre as assinaturas de referência e alvo é feita levando em consideração todas as células contidas nas assinaturas, e não apenas as  $N$  células com maiores valores de RSS na assinatura alvo, como é feito no caso particular. Um termo de penalidade é inserido para cada célula presente na assinatura alvo e ausente na assinatura de referência [20]. No caso geral com termo de penalidade, a distância euclidiana entre a assinatura alvo  $\mathbf{F}$  e a assinatura de referência  $\mathbf{S}_{i,j}$  no espaço  $N$ -dimensional de RSS é dada por:

$$d_{i,j} = \sqrt{\sum_{k=1}^N \left( \left| \frac{\mathbf{S}'_{i,j}(n_k, 2) - \mathbf{F}(m_k, 2)}{\delta} \right| \right)^2} + 2\beta(N_a - N) \quad (23)$$

onde  $\mathbf{S}'_{i,j}(n_k, 1) = \mathbf{F}(m_k, 1)$ ,  $n_k \in [1, N_{i,j}]$  e  $m_k \in [1, N_a]$ . O parâmetro  $N_a$  é o número de células âncora em  $\mathbf{F}$ . O parâmetro  $\beta$  é o valor em dB da faixa dinâmica de RSS. Em redes GSM, por exemplo,  $\beta = 63$  dB [27]. A equação (23)

difere da formulação apresentada em [20] pela inserção do parâmetro  $\delta$ .

Na equação (23), o parâmetro  $N$  informa quantas células listadas em  $\mathbf{F}$  também o são em  $\mathbf{S}'_{i,j}$ . Ao contrário do que ocorre na equação (21), essas células não têm necessariamente os  $N$  maiores valores de RSS em  $\mathbf{F}$ . Para cada célula listada em  $\mathbf{F}$  e ausente de  $\mathbf{S}'_{i,j}$ , um termo de penalidade  $2\beta$  é adicionado. Esse valor é igual ao dobro da máxima diferença possível entre valores de RSS, garantindo que, dadas duas assinaturas de referência, aquela com o maior valor de  $N$  estará mais próxima da assinatura alvo, independentemente do valor do primeiro termo na equação (23). Note que, para qualquer assinatura de referência, se  $N = N_a$ , as equações (21) e (23) fornecem o mesmo resultado. Ou seja, a equação (21) é um caso particular da equação (23).

O cálculo da SAD apresenta menor complexidade computacional, se comparado com o cálculo da distância euclidiana. Se, ao invés da distância euclidiana, a SAD for utilizada, a equação (23) torna-se:

$$d_{i,j} = \sum_{k=1}^N \left| \frac{\mathbf{S}'_{i,j}(n_k, 2) - \mathbf{F}(m_k, 2)}{\delta} \right| + 2\beta(N_a - N) \quad (24)$$

Se o parâmetro  $\delta$  não for utilizado, a equação (24) torna-se:

$$d_{i,j} = \sum_{k=1}^N \left| \mathbf{S}'_{i,j}(n_k, 2) - \mathbf{F}(m_k, 2) \right| + 2\beta(N_a - N) \quad (25)$$

2) *Redes Neurais Artificiais*: Redes neurais artificiais (ANN - *Artificial Neural Networks*) são sistemas paralelos distribuídos compostos por unidades de processamento denominadas neurônios, que executam funções matemáticas [48]. ANNs são usualmente utilizadas para aproximar funções não lineares e para classificação de padrões [49].

Uma ANN pode ser utilizada para aproximar uma função que representa o mapeamento entre uma assinatura de RF e um par de coordenadas geográficas  $(x, y)$ , minimizando o erro quadrático médio (MSE - *Mean Squared Error*). Em [44], foi proposta e testada em redes WiFi uma topologia para uma ANN com tal aplicação, com dois valores de entrada por célula detectada: o primeiro é uma variável booleana indicando se a célula está presente ou não na assinatura de RF; o segundo é o valor de RSS normalizado referente a esta célula. Em redes onde, diferentemente de redes WiFi, há disponibilidade de valores de RTT, pode ser utilizada uma terceira entrada por célula: o valor de RTT normalizado, como mostra a Fig. 10 [50]. Os valores de RSS e RTT são normalizados dentro de uma faixa que depende da função de transferência utilizada nos neurônios.

Apenas uma camada escondida com  $M$  neurônios é utilizada. Isto está de acordo com o *teorema da aproximação universal*, que afirma que uma única camada escondida, se corretamente dimensionada, é suficiente para aproximar a maioria das funções não-lineares [51].

Há dois neurônios na camada de saída, já que apenas a localização no plano está sendo considerada. As coordenadas estimadas do MS, fornecidas pela ANN, são normalizadas dentro de uma faixa que depende da função utilizada nos neurônios das camadas escondida e de saída.

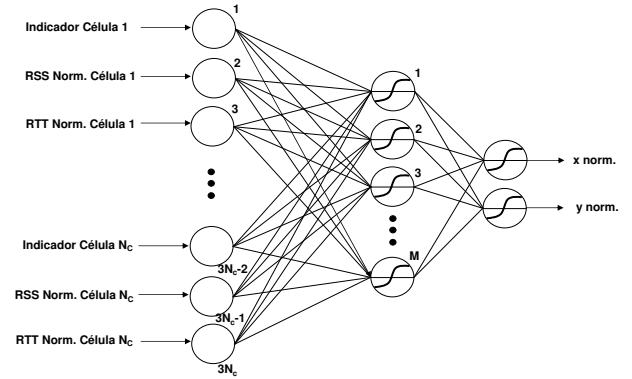


Fig. 10. Representação da Topologia da ANN com Três Entradas por Célula.

Uma topologia alternativa, mais adequada para situações onde apenas um valor de RTT está disponível por assinatura de RF, como em redes GSM, pode ser empregada: duas entradas por célula, como na topologia proposta em [44], e uma entrada adicional para o valor de RTT normalizado. Esta ANN teria  $2N_c + 1$  entradas, onde  $N_c$  é o número de células na área de serviço [50].

As conexões entre neurônios são chamadas de sinapses e cada uma delas tem um peso numérico. Cada neurônio tem uma entrada adicional denominada *bias* ou polarização, que é um valor numérico que modifica a função de transferência. Os pesos e *biases* são ajustados durante a fase de treinamento. Usualmente, os pesos e *biases* iniciais são aleatoriamente selecionados [48].

Durante o treinamento supervisionado [48], todas as assinaturas de referência armazenadas no CDB são fornecidas à ANN. Para cada entrada  $\mathbf{S}'_{i,j}$ , a ANN fornece uma saída  $(\hat{x}_j, \hat{y}_i)$ , que é comparada à saída alvo  $(x_j, y_i)$ . Os pesos e *biases* da rede são iterativamente ajustados de forma a minimizar o MSE entre as saídas fornecidas pela ANN e as saídas alvo. O treinamento termina quando um número máximo de ciclos ou épocas é atingido, ou quando um valor alvo de MSE é alcançado. Após o treinamento supervisionado, a ANN está pronta para receber assinaturas de RF alvo como entradas, fornecendo na saída a localização estimada do MS.

3) *Coefficiente de Correlação de Spearman*: Diferenças nos processos de fabricação de MS's podem afetar a maneira como eles medem valores de RSS. Em consequência disso, em uma mesma posição e no mesmo instante, diferentes MS's podem informar valores de RSS distintos referentes ao sinal recebido de uma mesma célula. Se o CDB é construído a partir de medidas de campo com um certo MS, e outro MS deve ser localizado, tem-se uma condição de operação *cross-device* [22]. A acurácia da localização de um método DCM utilizando esse CDB irá piorar nessa condição. Isso é ainda

mais perceptível quando os MS's são de diferentes modelos ou fornecidos por diferentes fabricantes.

Para minimizar a degradação da acurácia de localização em condições *cross-device*, pode-se utilizar os valores relativos de RSS, i.e., sua ordenação, ao invés do valores absolutos. A ordenação dos valores de RSS de diferentes células é mais robusta às condições *cross-device*, o que significa que, enquanto os valores absolutos de RSS de um conjunto de células podem ser bastante diferentes quando medidos por MS's distintos, a sua ordenação tem maior probabilidade de permanecer a mesma, ou pelo menos, bastante semelhante. Essa observação baseia-se na suposição de que, para uma dada célula, a relação entre a intensidade do sinal captado pelo MS e o valor de RSS informado pelo MS é uma função monotonicamente crescente [52]. Por exemplo, considere dois MS's, MS<sub>1</sub> e MS<sub>2</sub>, ambos na mesma posição, e duas BTS, BTS<sub>A</sub> e BTS<sub>B</sub>. Os sinais dessas BTS chegam a ambos os MS's com intensidades  $s_A$  e  $s_B$ . Os valores de RSS informados pelo MS<sub>1</sub> são RSS<sub>1A</sub> e RSS<sub>1B</sub>. Os valores de RSS informados pelo MS<sub>2</sub> são RSS<sub>2A</sub> e RSS<sub>2B</sub>. Se a relação entre a intensidade do sinal captado e o valor informado de RSS é uma função monotonicamente crescente, então, se  $s_A > s_B$ , RSS<sub>1A</sub> > RSS<sub>1B</sub> e RSS<sub>2A</sub> > RSS<sub>2B</sub>. Note que, embora os pares de valores (RSS<sub>1A</sub>, RSS<sub>1B</sub>) e (RSS<sub>2A</sub>, RSS<sub>2B</sub>) possam ser diferentes, se as células detectadas pelos dois MS's forem listadas em ordem decrescente de RSS, obtém-se a mesma sequência: (BTS<sub>A</sub>, BTS<sub>B</sub>).

A similaridade entre diferentes sequências ou permutações de um mesmo conjunto de células, ordenadas em função de seus respectivos valores de RSS, pode ser numericamente avaliada através do coeficiente de correlação de Spearman [45]. Esse coeficiente pode ser utilizado para calcular a correlação entre a assinatura de RF alvo  $\mathbf{F}$  e uma assinatura de RF de referência  $\mathbf{S}_{i,j}$ . Porém, essas assinaturas não têm necessariamente as mesmas células ou a mesma quantidade de células. Portanto, antes de aplicar o coeficiente de correlação de Spearman, algum processamento é requerido. Por isso, duas matrizes  $N_c \times 2$  -  $\mathbf{V}_F$  e  $\mathbf{V}_S$  - são utilizadas, com valores iniciais definidos por:

$$\mathbf{V}_F(n, 1 : 2) = \mathbf{V}_S(n, 1 : 2) = [\text{CI}_n \ N_c] \quad (26)$$

onde  $n = 1, 2, \dots, N_c$ . O parâmetro  $N_c$  é a quantidade de células na área de serviço e  $\text{CI}_n$  é o CI da  $n$ -ésima célula na área de serviço.

Como as linhas de  $\mathbf{F}$  são classificadas em ordem decrescente de RSS, a posição de cada célula na sequência ordenada pelos valores de RSS é o próprio índice da linha correspondente em  $\mathbf{F}$ . Esse índice deve ser inserido na segunda coluna da linha correspondente em  $\mathbf{V}_F$ , conforme definido por:

$$\mathbf{V}_F(n_k, 2) = k \quad (27)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_F(n_k, 1) &= \mathbf{F}(k, 1) \\ n_k &\in [1, N_c] \\ k &= 1, 2, \dots, N_c \end{aligned} \quad (28)$$

O mesmo procedimento deve ser seguido para  $\mathbf{S}'_{i,j}$  e  $\mathbf{V}_S$ , conforme definido por:

$$\mathbf{V}_S(n_k, 2) = k \quad (29)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_S(n_k, 1) &= \mathbf{S}_{i,j}(k, 1) \\ n_k &\in [1, N_c] \\ k &= 1, 2, \dots, N_{i,j} \end{aligned} \quad (30)$$

O coeficiente de correlação de Spearman, calculado entre a assinatura alvo e a assinatura de referência no *pixel*  $(i, j)$ , é dado por:

$$\rho_{i,j} = \frac{\sum_{n=1}^{N_c} \{[(\mathbf{V}_F(n, 2) - \bar{R}_F)(\mathbf{V}_S(n, 2) - \bar{R}_S)]\}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{N_c} \{(\mathbf{V}_F(n, 2) - \bar{R}_F)^2\} \sum_{n=1}^{N_c} \{(\mathbf{V}_S(n, 2) - \bar{R}_S)^2\}}} \quad (31)$$

onde

$$\begin{aligned} \bar{R}_F &= \frac{1}{N_c} \sum_{n=1}^{N_c} \{\mathbf{V}_F(n, 2)\} \\ \bar{R}_S &= \frac{1}{N_c} \sum_{n=1}^{N_c} \{\mathbf{V}_S(n, 2)\} \end{aligned} \quad (32)$$

A distância de Spearman pode ser definida como [45]:

$$d_{i,j} = 1 - \rho_{i,j} \quad (33)$$

### III. AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL

Nesta seção são mostrados resultados experimentais obtidos em uma rede GSM 850 MHz em área urbana densa no Centro da cidade do Rio de Janeiro. A avaliação concentra-se em dois pontos: o efeito da utilização de diferentes tipos de CDB (medido, predito e misto) e da filtragem de média móvel na precisão de localização de métodos DCM apresentados neste tutorial. Uma análise mais extensa sobre este teste pode ser encontrada em [23], [25], [36] e [50].

#### A. Configuração do Método DCM Avaliado

O método DCM avaliado nesta seção tem a seguinte configuração:

- Assinatura de RF: dada pela equação (1), com apenas um valor de RTT;
- Técnica de Redução do Espaço de Busca: Filtragem Determinística;
- Tipo de CDB: medido, predito, calibrado e misto (ver Seção III-D);
- Função de Correlação: Distância Euclidiana no Espaço  $N$ -Dimensional de RSS, dada pela equação (21), com  $N = 5$ ,  $K = 2$  e  $\delta = 6$  dB [27];
- Filtragem: Filtro de Média Móvel com comprimento 20, conforme descrito na Seção III-C.

#### B. Campanha de Coleta de Assinaturas de RF

O conjunto de teste foi constituído de um telefone GSM legado modelo SAGEM OT298 e um receptor GPS modelo GARMIN, ambos conectados a um *laptop* no interior de um veículo, em cujo topo foi instalada a antena receptora GPS. Foi originada uma chamada e o MS foi mantido em modo dedicado durante a coleta. Todas as mensagens trocadas entre o MS e a BTS servidora foram capturadas pelo *software* TEMS *Investigation* da *Ericsson* e armazenadas para posterior

TABELA II  
ROTAS DE COLETA DE ASSINATURAS DE RF.

Parâmetro	Rota 1	Rota 2	Rota 3
Qtd. Assinaturas	4501	1929	8000
Área (km <sup>2</sup> )	4,84	-	-
Qtd. Setores Detectados	114	60	114
Densidade de Setores (set./km <sup>2</sup> )	23,5	-	-

processamento. As características das rotas de coleta são resumidas na Tab. II [25].

A densidade de setores na Tab. II é calculada assumindo uma distribuição uniforme das células na região de teste, sendo dada pela razão entre o número de setores e a área da superfície coberta pela rota de teste. A Rota 1 é utilizada para coletar assinaturas alvo e testar a precisão de localização. A Rota 2 é parte do trajeto da Rota 1 e é utilizada apenas para calibração de modelos de propagação empíricos, conforme descrito na Seção II-B.2. A Rota 3 segue o trajeto da Rota 1 e é empregada para a construção do CDB baseado em medidas.

Cada assinatura de RF medida é composta pelo código da área de localização (LAC - *Location Area Code*), pelo valor de alinhamento temporal (TA - *Timing Advance*) e pelos valores de RSS das células listadas no NMR. O parâmetro TA corresponde ao RTT em redes GSM. O MS em modo ativo envia um NMR para o setor servidor a cada 480 ms. O NMR contém a identidade e os valores de RSS do setor servidor e de até 6 setores vizinhos. O RSS informado no NMR é quantizado com passo de 1 dB, variando de -110 dBm a -48 dBm [27].

### C. Filtragem de Média Móvel

Para um dado MS, há uma forte correlação entre suas localizações nos instantes  $t_k$  e  $t_k + \Delta t$ , desde que o produto da velocidade  $v$  do MS e do intervalo de tempo  $\Delta t$  seja pequeno [53]. O filtro de média móvel atua como um filtro passa-baixa, suavizando desvios entre estimativas de localização adjacentes ao longo de uma rota de teste. Utilizando um filtro de comprimento  $L$ , as coordenadas estimadas  $[\hat{x}_k \ \hat{y}_k]^T$  do MS no instante  $t_k$  são dadas pela média aritmética das coordenadas da estimativa atual e das  $L - 1$  anteriores, ou seja:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_k \\ \hat{y}_k \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \sum_{u=0}^{L-1} \begin{bmatrix} \hat{x}_{k-u} \\ \hat{y}_{k-u} \end{bmatrix} \quad (34)$$

O valor ótimo de  $L$  depende do produto  $v \cdot \Delta t$  e das variações de direção e velocidade do MS [53]. Verificou-se experimentalmente que o valor ótimo para a Rota 1 é  $L = 20$  [23].

### D. Tipos de CDB Testados

Os quatro tipos de CDB apresentados neste tutorial foram testados: medido, predito, calibrado e misto. Com exceção do *CDB medido* obtido a partir das assinaturas de RF coletadas na Rota 3 - que é estruturado como uma lista indexada - os CDBs utilizados no teste são internamente organizados como grades uniformes com resolução planar  $r' = 10$  metros.

O *CDB predito* foi obtido a partir dos mapas de RSS predito das células da área de teste. Estes mapas foram gerados com resolução planar  $r' = 10$  metros, sobre um DEM com resolução planar  $r = 5$  metros, e utilizando o modelo de Okumura-Hata. Os valores dos coeficientes do modelo estão listados na Tab. I. A perda adicional por difração sobre obstáculos do terreno - relevo ou edifícios - foi calculada pelo modelo de Epstein-Peterson [32].

O *CDB calibrado* foi gerado após a correção dos mapas de RSS predito, com a aplicação dos coeficientes de calibração aos modelos de propagação de cada célula. A Rota 2 foi utilizada para realizar a calibração dos modelos de propagação empíricos, de acordo com o procedimento descrito na Seção II-B.2.

O *CDB misto* foi gerado a partir do CDB predito e das medidas coletadas por receptores de referência fixos espalhados pela área de teste [29]. Nos *pixels* do CDB onde há pontos de medição, as assinaturas de referência medidas substituem as assinaturas de referência preditas. Para suavizar descontinuidades entre valores preditos e medidos de RSS, utiliza-se interpolação linear entre os valores medidos e preditos nos *pixels* em torno dos pontos de medição [38].

### E. Precisão em Função do Tipo de CDB

A Fig. 11 mostra, para cada tipo de CDB utilizado, a função de distribuição cumulativa (CDF - *Cumulative Distribution Function*) do erro de localização. Conforme esperado, a utilização do CDB medido resulta na melhor precisão, seguido pelo CDB misto. A utilização do CDB calibrado aumenta a precisão em relação ao uso do CDB predito, reduzindo o erro mediano de 98 metros para 78 metros.

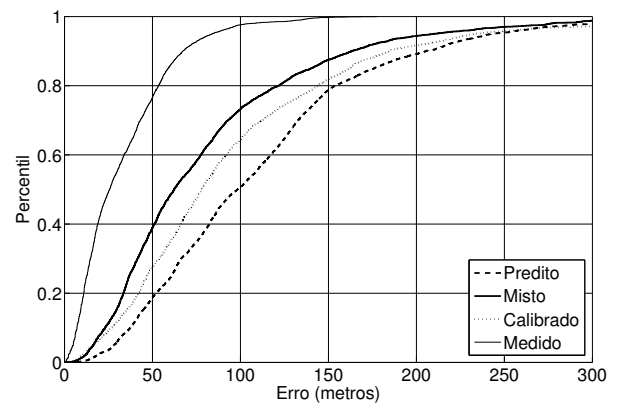


Fig. 11. CDF do Erro de Localização.

A Tab. III mostra os erros de localização obtidos pelo método DCM para os percentis 67% e 95%. Os erros de localização máximos admissíveis pela norma FCC E911 para estes mesmos percentis são 100 metros e 300 metros [2]. Observa-se que o limite para o percentil 95% é atendido em todos os casos. Com os CDB's medido e misto, o limite para o percentil 67% também é atendido. Com o CDB calibrado, o erro para o percentil 67% fica bem próximo do limite E911 para este percentil.

TABELA III  
ERROS DE LOCALIZAÇÃO PARA OS PERCENTIS 67% E 95%.

Tipo CDB	67%	95%
Medido	40	83
Misto	87	209
Calibrado	104	233
Predito	128	243

#### IV. CONCLUSÃO

Este tutorial apresentou em detalhes os métodos de localização utilizando correlação de assinaturas de RF, ou métodos DCM. Por serem baseados na rede e apresentarem elevada disponibilidade, os métodos DCM são alternativas viáveis para a localização de chamadas de emergência em redes de telefonia móvel celular, podendo localizar MS's legados de segunda geração, que constituem a maioria absoluta dos terminais celulares em uso no Brasil atualmente. A avaliação da precisão através de testes em uma rede GSM em área urbana indicou que os métodos DCM podem alcançar os requisitos de precisão especificados pelo FCC para o serviço E911.

#### REFERÊNCIAS

- [1] *Location Services (LCS); Service description; Stage 1*, ETSI Standard TS 22071 v9.0.0 (2009-12), 2009.
- [2] FCC, "Guidelines for Testing and Verifying the Accuracy of Wireless E911 Location Systems", *OET BULLETIN No.71*, 2000.
- [3] European Commission, "Commission Recommendation 2003/558/EC", *Official Journal of the European Union*, 2003.
- [4] J. M. Zagami et al., "Providing Universal Location Services Using a Wireless E911 Location Network", *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, no. 4, Abril 1998, pp. 66-71.
- [5] M. I. Silventoinen e T. Rantalainen, "Mobile Station Emergency Locating in GSM", in *Proc. of IEEE International Conference on Personal Wireless Communications*, New Delhi, Fevereiro 1996.
- [6] TIM (2010, Março). *TIM Casa* [Online]. Disponível: <http://www.guiadeviagem.locaweb.com.br/tim.casa>.
- [7] AT&T (2010, Março). *TeleNav Track* [Online]. Disponível: <http://www.wireless.att.com/businesscenter/solutions/industry-solutions/vertical-industry/telenav-track.jsp>.
- [8] *People Tracking - A potential breakthrough LBS application*, Northstream Technical Report, 2005.
- [9] Child Locate (2010, Março). *Child Locate* [Online]. Disponível: <http://www.childlocate.co.uk>.
- [10] TomTom (2010, Março). *TomTom Points of Interest* [Online]. Disponível: <http://www.tomtom.com/services>.
- [11] NTT DoComo (2010, Março). *Imadoco Kantan Search* [Online]. Disponível: [http://www.nttdocomo.co.jp/english/service/information/imadoco\\_kantan](http://www.nttdocomo.co.jp/english/service/information/imadoco_kantan).
- [12] P. Fournogerakis et al., "Enhanced Handover Performance in Cellular Systems based on Position Location of Mobile Terminals", in *Proc. of IST Mobile Summit*, Barcelona, Setembro 2001.
- [13] *Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Location Services (LCS); Functional description; Stage 2*, ETSI Technical Specification 101724 v8.9.0 (2004-06), 2004.
- [14] *UE positioning enhancements*, ETSI Technical Report 25847 v4.0.0 (2001-03), 2001.
- [15] M. A. Spirito e A. G. Mattioli, "Preliminary Experimental Results of a GSM Mobile Phones Positioning System based on Timing Advance", in *Proc. of IEEE 50th Vehicular Technology Conference*, Amsterdam, Setembro 1999.
- [16] INFO Online (2010, Março). *Celulares chegam a 4 bilhões no mundo* [Online]. Disponível: <http://info.abril.com.br/aberto/infonews/012009/06012009-23.shl>.
- [17] TI Inside Online (2010, Março). *Nokia dá passo para popularizar GPS no celular* [Online]. Disponível: <http://www.tiinside.com.br/21/01/2010/nokia-da-passo-para-popularizar-gps-no-celular/ti/163446/news.aspx>.
- [18] ANATEL (2009, Dezembro). *Estatísticas de Celulares no Brasil* [Online]. Disponível: <http://www.teleco.com.br/ncel.aps>.
- [19] H. Liu et al., "Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems", *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics - Part C: Applications and Reviews*, vol. 37, no. 6, Novembro 2007, pp. 1067-1080.
- [20] H. Laitinen et al., "Database Correlation Method for GSM Location", in *Proc. of IEEE 53rd Vehicular Technology Conference*, Rhodes, Maio 2001.
- [21] D. Zimmermann et al., "Database Correlation for Positioning of Mobile Terminals in Cellular Networks using Wave Propagation Models", in *Proc. of IEEE 60th Vehicular Technology Conference*, Los Angeles, Setembro 2004.
- [22] M. Chen et al., "Practical Metropolitan-Scale Positioning for GSM Phones", in *Proc. of 8th International Conference on Ubiquitous Computing*, Newport Beach, Setembro 2006.
- [23] R. S. Campos e L. Lovisolo, "A Fast Database Correlation Algorithm for Localization of Wireless Network Mobile Nodes using Coverage Prediction and Round Trip Delay", in *Proc. of IEEE 69th Vehicular Technology Conference*, Barcelona, Abril 2009.
- [24] S. Ahonen e H. Laitinen, "Database correlation method for UMTS location", in *Proc. of IEEE 57th Vehicular Technology Conference*, Jeju, Abril 2003.
- [25] R. S. Campos e L. Lovisolo, "Location Methods for Legacy GSM Handsets using Coverage Prediction", in *Proc. of IEEE 9th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, Recife, Julho 2008.
- [26] G. Manara et al., "Location, Location, Location - Use of Deterministic Propagation Models for Testing Wireless Networks Location Techniques", *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 3, no. 2, Junho 2008, pp. 20-29.
- [27] *Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio subsystem link control*, ETSI Technical Specification 100911 v6.2.0 (1998-07), 1998.
- [28] S. Gezici, "A Survey on Wireless Position Estimation", *Wireless Personal Communications: An International Journal*, vol. 44, no. 3, Fevereiro 2008, pp. 263-282.
- [29] M. Al Hallak et al., "Mobile Positioning Technique using Signal Strength Measurement method with the aid of Passive Mobile Listener Grid", in *Proc. of 2nd International Conference on Information and Communication Technologies: from Theory to Applications*, Damascus, Abril 2006.
- [30] E. Aarnæs e S. Holm, "Tuning of Empirical Radio Propagation Models Effect of Location Accuracy", *Wireless Personal Communications*, vol. 4, no. 2-4, Dezembro 2004, pp. 267-281.
- [31] G. Wölfle et al., "Enhanced Localization Technique within Urban and Indoor Environments based on Accurate and Fast Propagation Models", in *Proc. of European Wireless*, Fevereiro 2002.
- [32] M. D. Yacoub, *Foundations of Mobile Radio Engineering*, CRC Press, 1993.
- [33] M. Hata, "Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 29, no. 3, Setembro 1980.
- [34] *Digital Topographical Database for Propagation Studies*, ITU-R Recommendation P.1058-1, 1997.
- [35] A. Libault, "Geocartografia", Editora da Universidade de São Paulo, 1975.
- [36] R. S. Campos e L. Lovisolo, "Análise Empírica de Métodos de Localização de Terminais GSM Legados utilizando Predição de Cobertura e Alinhamento Temporal", *Anais do XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Rio de Janeiro, Setembro 2008.
- [37] *PLANET Technical Reference Guide Version DMS 2.0*, MSI Technical Report, 1999.
- [38] J. Zhu e G. D. Durgin, "Indoor/Outdoor Location of Cellular Handsets Based on Received Signal Strength", *Electronic Letters*, vol. 41, no. 1, Janeiro 2005, pp 24-26.
- [39] M. J. Magro e C. J. Debono, "A Genetic Algorithm Approach to User Location Estimation in UMTS Networks", in *Proc. of EUROCON - The International Conference on Computer as a Tool*, Warsaw, Setembro 2007.
- [40] R. S. Campos e L. Lovisolo, "Mobile Station Location using Genetic Algorithm Optimized Radio Frequency Fingerprinting", in *Proc. of IEEE 2010 International Telecommunications Symposium*, Manaus, Setembro 2010.
- [41] P. M. Pardalos et al., "Parallel Search for Combinatorial Optimization: Genetic Algorithms, Simulated Annealing, Tabu Search and GRASP", in *Proc. of the 2nd International Workshop on Parallel Algorithms for Irregularly Structured Problems*, Lyon, Setembro 1995.
- [42] D. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*, Addison-Wesley, 1989.



- [43] C. Houck et al., "A Genetic Algorithm for Function Optimization: A Matlab Implementation", Technical Report NCSU-IE TR 95-09, 1995.
- [44] M. A. Spirito et al., "WLAN-Based Real Time Vehicle Locating System", in *Proc. of IEEE 69th Vehicular Technology Conference*, Barcelona, Abril 2009.
- [45] The MathWorks, Inc. (2010, Março). *Pairwise distance between pairs of objects* [Online]. Disponível: <http://www.mathworks.de/access/helpdesk/help/toolbox/stats/pdist.html>.
- [46] T. Seidl e H.-P. Kriegel, "Optimal Multi-Step K-Nearest Neighbor Search", in *Proc. of the 1998 ACM SIGMOD International Conference on Management of Data*, Seattle, Junho 1998.
- [47] P. Bahl e V. N. Padmanabhan, "RADAR: An In-Building RF-based User Location and Tracking System", in *Proc. of 19th Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies*, Tel Aviv, Março 2000.
- [48] S. Haykin, *Neural Networks: A Comprehensive Foundation*, Prentice Hall PTR, 1994.
- [49] C. Takenga et al., "A Hybrid Neural Network-Data Base Correlation Positioning in GSM Network", in *Proc. of IEEE 10th International Conference on Communication Systems*, Singapore, Outubro 2006.
- [50] R. S. Campos, "Localização de Terminais Móveis utilizando Correlação de Assinaturas de Rádio-Frequência", Dissertação de Mestrado, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Julho 2010.
- [51] K. Hornik, "Approximation Capabilities of Multilayer Feedforward Networks", *Neural Networks Archive*, vol. 4, no. 2, pp. 251-257, 1991.
- [52] J. Krumm et al., "RightSPOT: A Novel Sense of Location for a Smart Personal Object", in *Proc. of UbiComp 2003*, Seattle, Outubro 2003.
- [53] X. Shen et al., "Mobile Location Estimation in CDMA Cellular Networks by Using Fuzzy Logic", in *Proc. of IEEE 52nd Vehicular Technology Conference*, Boston, Setembro 2000.



**Rafael Saraiva Campos** nasceu em Niterói, RJ, em Maio de 1975. É graduado em Engenharia de Telecomunicações pela UFF (2000), especialista em Sistema de Telecomunicações pela UFRJ (2006) e Mestre em Engenharia Eletrônica pela UERJ (2010). Entre 2000 e 2008, atuou como engenheiro de planejamento de rádio-frequência em redes de telefonia móvel celular na VIVO. Desde 2010 é professor do curso de Telecomunicações do CEFET-RJ em Nova Iguaçu. Áreas de Interesse: redes celulares, rádio-localização e sistemas de inteligência artificial.



**Lisandro Lovisolo** nasceu em 1974. Concluiu o doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Rio de Janeiro em 2006. Atualmente é Professor do Departamento de Eletrônica e Telecomunicações da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Além disso participa do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica dessa instituição. Fundou o PROSAICO (Laboratório de PROCESSAMENTO de Sinais, Aplicações Inteligentes e COmunicações). Áreas de interesse: processamento de sinais e comunicações.

# Associação entre os Critérios Objetivo e Subjetivo na Classificação de Imagens Mamográficas Sujeitas a Compressão Fractal

Stéphany Vergütz & Antônio Cláudio Paschoarelli Veiga

**Abstract**—The objective of this study is to evaluate the performance of “Fractal Compression” technique onto mammograms through an association between the objective criteria, provided by Peak Signal Noise Ratio (PSNR); and the subjective criteria, given by visual analysis of an expert physician. Visual analysis was performed comparing mammograms compressed to different extents (compression rate) with the original image, where experts classified the compressed images as “unacceptable”, “acceptable”, “good” or “great”. In doing so, the optimal compression rate and PSNR values of mammograms was achieved, where images are considered acceptable according to experts. In order to compare the performance of “Fractal Compression” technique with another compression method, visual analysis was also done on images compressed by JPEG2000 method.

**Index Terms**—Fractal Image Compression, Mammography, Peak Signal Noise Ratio.

**Resumo**—O objetivo deste trabalho é apresentar a avaliação do desempenho da Compressão Fractal aplicada a imagens mamográficas, fazendo uma associação entre o critério objetivo, fornecido pela relação sinal ruído de pico (PSNR - *Peak Signal Noise Ratio*), e o critério subjetivo, especificado pela análise visual de médicos especialistas. A análise visual foi feita através de comparações entre imagens mamográficas comprimidas com diferentes taxas de compressão e a imagem original, onde os especialistas classificaram as imagens comprimidas como “inaceitável”, “aceitável”, “boa” ou “ótima”. Dessa maneira, conseguiu-se associar até que taxa de compressão e valor de PSNR, as imagens são consideradas aceitáveis na opinião de especialistas. Para avaliar o desempenho da Compressão Fractal em relação a outro método de compressão, as análises visuais também foram realizadas em imagens comprimidas pelo método de Compressão JPEG2000.

**Palavras chave**—Compressão Fractal de Imagens, Mamografia, Relação Sinal Ruído.

## I. INTRODUÇÃO

A utilização de imagens para detecção, diagnóstico e acompanhamento de casos de câncer de mama é bastante difundida. A mamografia é considerada o método mais importante para o rastreamento desse tipo de câncer [1].

A quantidade de informação (tamanho do arquivo em bits) gerada pelas imagens mamográficas pode ser um empecilho para algumas técnicas utilizadas em medicina como por exemplo a telemedicina ou mesmo no armazenamento dessas imagens. As técnicas de compressão de imagens desempenham um papel importante no processo de redução da quantidade de informação para fins de armazenamento, processamento e transmissão [2].

Existem diversos estudos sobre várias técnicas de compressão de imagens, e uma ainda relativamente nova é a Compressão Fractal de Imagens que foi introduzida pela primeira vez por Fischer. Essa técnica de compressão é baseada na Teoria dos Fractais [3]. A principal característica dos fractais é a auto-similaridade global existente nesse tipo de imagem. A Compressão Fractal de Imagens se baseia na auto-similaridade existente nas imagens reais, pois mesmo que elas não possuam a auto-similaridade global existente nos fractais, elas possuem partes que podem ser similares mesmo após alguma transformação ou rotação [4].

Este artigo apresenta uma aplicação da técnica de compressão de imagens baseada da Teoria dos Fractais na compressão de imagens mamográficas. O artigo está dividido nas seguintes seções: Introdução, Compressão Fractal de Imagens, Avaliação da Compressão Fractal e JPEG2000 em Imagens Mamográficas e Resultados e Discussões.

## II. COMPRESSÃO FRACTAL DE IMAGENS

Fractais são definidos pela propriedade de auto-similaridade, apresentando a mesma complexidade de detalhamento independente da escala em que são observados, ou seja, partes do fractal são similares ao fractal como um todo. O termo fractal foi mencionado pela primeira vez por Benoit Mandelbrot em 1975, que o definiu como sendo uma forma que descreve padrões irregulares contendo uma auto-similaridade global. São ditos irregulares, pois possuem comprimento infinito, detalhes infinitos, entre outras características [5].

Essas estruturas são exatamente e globalmente auto-similares, e podem ser geradas tanto por transformações geométricas simples do próprio espaço métrico em si mesmo, quanto por equações recursivas muito bem definidas. Alguns exemplos dessas estruturas matemáticas fractais são: o

Manuscrito recebido em 30 de setembro de 2010; aceito em 18 de fevereiro de 2011.

S. Vergütz ([svergutz@yahoo.com.br](mailto:svergutz@yahoo.com.br)) e A. C. P. Veiga ([acpveiga@ufu.br](mailto:acpveiga@ufu.br)) pertencem a Universidade Federal de Uberlândia - UFU. Av. João Naves de Ávila, 2121 - Campus Santa Mônica - Uberlândia - MG - Brasil - 38400-902.

triângulo de Sierpinski, o conjunto de Cantor, a curva de Koch e o conjunto de Mandelbrot, conforme Figura 1 a seguir.

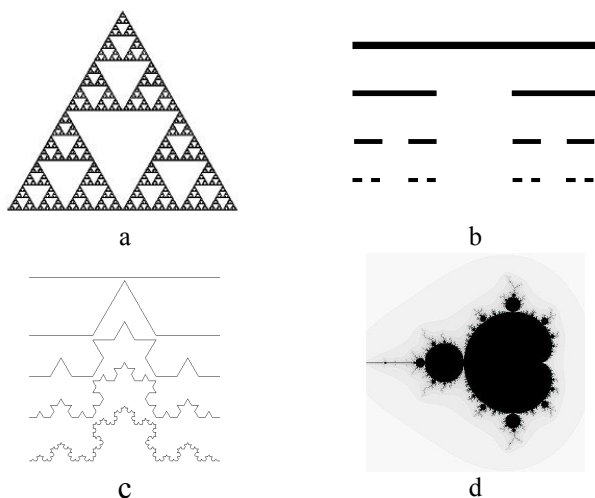


Fig. 1 - a) Triângulo de Sierpinski, b) Conjunto de Cantor, c) Curva de Koch e d) Conjunto de Mandelbrot.

Um dos métodos conhecidos para geração de fractais através de equações recursivas é o chamado “Sistema de Funções Iterativas” que é referenciado pela sigla IFS – *Iterated Function System*. Esse método foi desenvolvido pelo matemático inglês Michael Barnsley por volta de 1986. Esse método é baseado na aplicação de transformações afins sobre alguma imagem inicial arbitrária [6].

Para a geração de um fractal qualquer, as transformações afins são equações recursivas aplicadas, por exemplo, a um sistema de coordenadas  $(x,y)$ . Elas são aplicadas sucessivamente até que se gere o atrator, que é o próprio fractal. Cada atrator necessita de um número de transformações para ser gerado. O conjunto de transformações afins responsáveis pela geração de diversos fractais pode ser conforme Eq. (1) [4]:

$$w_i \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_i & b_i \\ c_i & d_i \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_i \\ f_i \end{bmatrix} \quad (1)$$

Onde:

$w_i$  são as transformações afins;  
 $x$  e  $y$  são as coordenadas de uma imagem bidimensional;  
 $a, b, c, d, e, f$  são as constantes que serão relacionadas com as variáveis  $x$  e  $y$  para gerar as transformações afins.

Para um mesmo conjunto de transformações, independente da imagem de entrada, tem-se sempre a imagem final tendendo a um mesmo atrator. Para diferentes conjuntos de transformações, tem-se diferentes atratores. Uma limitação técnica das transformações afins que definem um fractal é que elas devem ser contrativas, ou seja, aproximar dois pontos quaisquer da imagem de entrada, para que, independente da imagem inicial, a aplicação recursiva do mapeamento

contrativo, resulte sempre na convergência para o mesmo atrator.

Ao contrário dos fractais, as imagens digitais reais não possuem auto-similaridade global, portanto, não se pode associar o método de geração de fractais (IFS) às imagens reais, descrevendo-as como um conjunto de transformações contrativas. No entanto, as imagens reais possuem algumas áreas que apresentam similaridades, mesmo que em diferentes escalas e diferentes posições. A Figura 2 a seguir mostra algumas áreas dentro de uma mesma imagem que apresentam similaridades.



Fig. 2 - Similaridades dentro da própria imagem.

Pode-se notar na imagem, parte do chapéu, parte do reflexo do chapéu no espelho e parte do braço da mulher, mesmo que em diferentes escalas e/ou posições, possuem similaridades. São essas similaridades encontradas dentro das imagens reais que são utilizadas para codificar a imagem através da técnica de Sistema de Funções Iterativas Particionadas (PIFS – *Partitioned Iterated Function System*), que é inspirada na técnica IFS.

A diferença entre as técnicas PIFS e IFS, é que na técnica PIFS a imagem é dividida em blocos, e é possível encontrar similaridades entre esses blocos [7]. O que se deseja é encontrar dentro da própria imagem um bloco que, depois de aplicadas determinadas transformações, melhor substitua outro bloco. Obviamente, um bloco dentro da imagem, mesmo depois de aplicadas as transformações, não substituirá outro bloco de maneira perfeita, pois não existe auto-similaridade global em imagens reais. Portanto, a imagem codificada pela técnica PIFS, após ser decodificada, será uma aproximação da imagem original e não será uma cópia idêntica da mesma. E é por isso que a Compressão Fractal de Imagens que utiliza a técnica PIFS é dita compressão com perdas, pois admite perda de qualidade da imagem.

A compressão Fractal de imagens baseia-se na Teoria dos Fractais no sentido de que a auto-similaridade existente em imagens reais é utilizada para codificar a representação das imagens ao invés de representá-las pixel a pixel. O que é armazenado são os coeficientes das transformações realizadas para identificar as auto-similaridades.

Os estudos desenvolvidos por Fischer trazem dois métodos básicos de compressão Fractal de imagens conhecidos como Método da Força Bruta e Método da Partição Quadtree. A diferença básica entre os dois métodos é na etapa de partição da imagem original, onde o primeiro método divide a imagem

em tamanhos iguais enquanto que o segundo método consegue distinguir partes mais detalhadas da imagem e assim dividir essas partes em blocos menores a fim de se obter uma qualidade melhor de reconstrução nesses pontos [4].

**A. Método da Força Bruta**

O primeiro método é conhecido como Método da Força Bruta, onde a imagem original é particionada em blocos não sobrepostos chamados *range blocks* de tamanho  $n \times n$ , e também particionada em blocos chamados *domain blocks* que podem ser ou não sobrepostos. Normalmente o tamanho dos *domain blocks* é o dobro dos *range blocks*, ou seja,  $2n \times 2n$ . A Figura 3 a seguir demonstra a divisão da imagem original em *range blocks* e *domain blocks*.

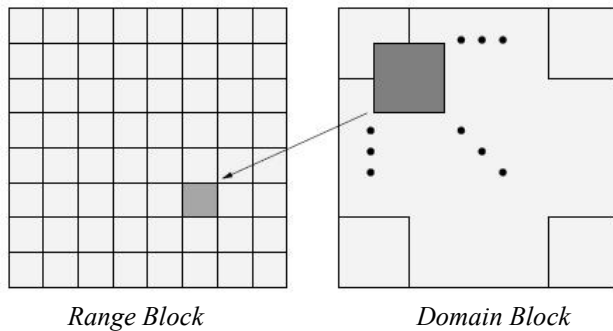


Fig. 3 - Range Block e Domain Block

Nos *domain blocks* são aplicadas transformações geométricas (rotação, inversão, redução) e ajuste de brilho e contraste, para que se encontre similaridade entre cada um dos *range blocks* e os *domains blocks*. As transformações geométricas são compostas primeiramente de uma redução do *domain block* para que ele fique do mesmo tamanho do *range block*, e possam ser comparados entre si. Depois são aplicadas 8 transformações: 4 rotações ( $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$ ) e 4 inversões (diagonal principal, diagonal secundária, vertical e horizontal) [8]. A Figura 4 a seguir mostra as 8 transformações que são aplicadas em cada *domain block*.

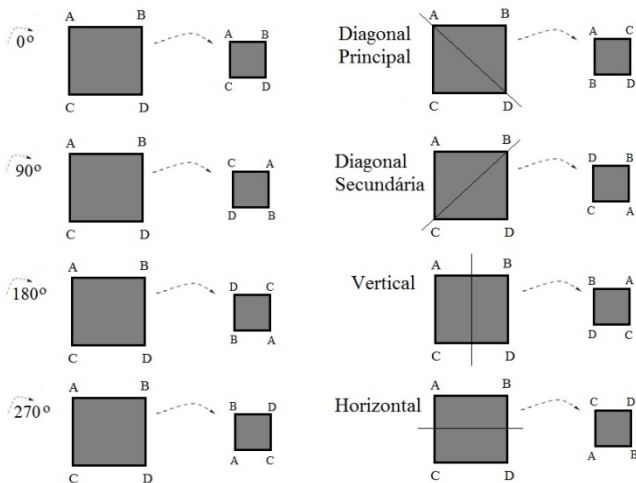


Fig. 4 - 8 transformações (4 rotações e 4 inversões).

A métrica utilizada para fazer a comparação entre cada *range block* extraído da imagem original e todos os *domain blocks*, também extraídos da imagem original e posteriormente transformados, é a chamada raiz quadrática da média dos valores (RMS – *Root Mean Square*), que chamamos de Erro RMS. Essa métrica é a medida de distância (erro) entre o *range block* e o *domain block* em questão. Matematicamente, para fazer a comparação entre os dois blocos, usamos a métrica RMS simplificada, conforme Eq. (2) [4]:

$$RMS = \sum_{k=1}^{n \times n} (s_i d_k + o_i - r_k)^2 \quad (2)$$

Onde:

- s é o contraste;
- o é o brilho;
- d é o *domain block*;
- r é o *range block*;
- i é o índice do *domain block* e do *range block* em questão;
- k é o índice do pixel dentre os  $n \times n$  existentes;
- n é o tamanho do *domain block* e do *range block*.

A utilização da métrica RMS permite também encontrar os valores ótimos do contraste e do brilho para o *domain block* transformado, para que se tenha um menor valor de erro RMS entre ele e o *range block*. O valor mínimo para RMS calculado a partir da fórmula acima ocorre quando as derivadas parciais com respeito a s (contraste) e o (brilho) são zero e isto ocorre quando s e o tomam valores conforme Eq. (3) e Eq. (4):

$$s_i = \frac{n \times n \left( \sum_{k=1}^{n \times n} d_k r_k \right) - \left[ \left( \sum_{k=1}^{n \times n} d_k \right) \left( \sum_{k=1}^{n \times n} r_k \right) \right]}{n \left( \sum_{k=1}^{n \times n} d_k^2 \right) - \left( \sum_{k=1}^{n \times n} d_k \right)^2} \quad (3)$$

$$o_i = \frac{\left( \sum_{k=1}^{n \times n} r_k \right) - s_i \left( \sum_{k=1}^{n \times n} d_k \right)}{n \times n} \quad (4)$$

Em cada *domain block* transformado é feito um ajuste de brilho e contraste utilizando-se a fórmula supracitada encontrada a partir da métrica RMS. Observa-se na fórmula que para encontrar os valores ótimos de brilho e contraste a fim de fazer o ajuste do *domain block* leva-se em conta os valores dos pixels tanto do *domain block* em questão quanto do *range block* em questão, já que esse ajuste é feito para minimizar o erro entre o *domain block* e o *range block*.

Após as transformações geométricas e o ajuste de brilho e contraste para cada um dos *domain blocks*, cada *range block* extraído da imagem original é comparado com cada *domain block* transformado e é encontrado então o melhor *matching*

entre cada *range block* e os *domain blocks* transformados. O melhor *matching* significa o menor erro RMS entre cada *range block* extraído da imagem original e os *domain blocks* transformados. A cada *range block* é associado a posição do *domain block* que obteve o melhor *matching*, o coeficiente da transformação geométrica, e de ajuste de brilho e contraste. Esses coeficientes associados a cada parte da imagem original (*range block*) é chamado CÓDIGO FRACTAL.

Para fazer a descompressão Fractal basta aplicar os coeficientes do código fractal em uma imagem inicial qualquer e então a aproximação da imagem original será reconstruída. Essa aproximação da imagem original é relacionada com o atrator da Teoria dos Fractais. Os coeficientes do código fractal são aplicados a cada nova imagem reconstruída, iterativamente. A Figura 5 a seguir mostra uma imagem inicial qualquer e as 5 primeiras iterações do processo de descompressão da imagem da Lena que foi comprimida pelo processo de compressão Fractal utilizando o método da Força Bruta.

A qualidade da imagem depende do número de iterações aplicadas à imagem inicial qualquer, do tamanho dos *range block* e *domain block* utilizados na etapa de compressão Fractal e também da sobreposição (quantidade de pixels sobrepostos) da etapa de construção do *Domain Pool*, que é o conjunto dos *domain blocks*. Quanto menores forem os *range blocks*, melhor será a qualidade da imagem reconstruída, mas menos eficiente será a compressão, no sentido de taxa e tempo de compressão. Quanto mais pixels sobrepostos na etapa de construção do *Domain Pool*, melhor será a qualidade da imagem reconstruída, mas menos eficiente será a compressão, no sentido de taxa e tempo de compressão.

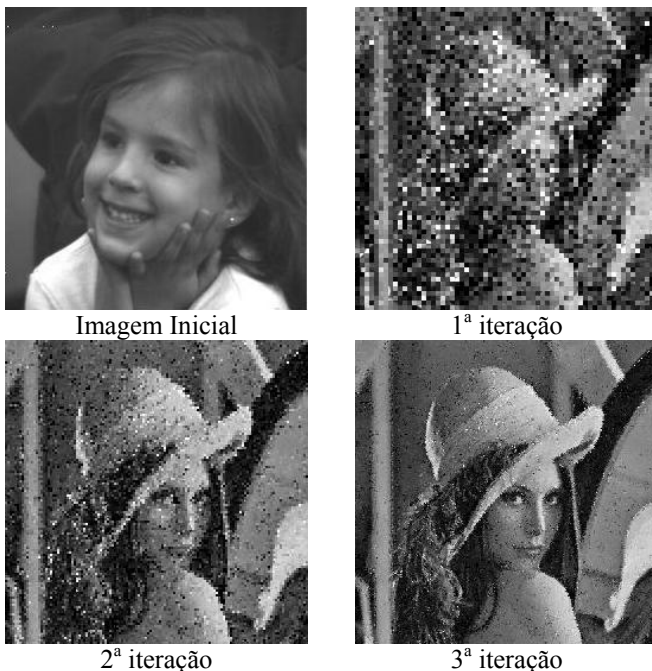


Fig. 5 - Imagem inicial e as 5 primeiras iterações do processo de decodificação (Compressão Fractal - método da força bruta).

Um método comum utilizado como medida de desempenho para diversas técnicas de compressão de imagens é a relação sinal/ruído (PSNR - *Peak Signal Noise Ratio*), que é a relação entre o máximo possível de potência de um sinal pela potência do ruído, quando comparamos um sinal antes e depois de um processo de degradação, ou seja, a imagem original e a imagem comprimida. Um valor alto de PSNR significa uma alta relação entre a potência da imagem original pela potência da imagem comprimida reconstruída. Em termos matemáticos, o valor do PSNR entre uma imagem original ( $F(x,y)$ ) e uma imagem reconstruída ( $F'(x,y)$ ) é dado pela Eq. (5) [4]:

$$PSNR = 10 \log_{10} \left( \frac{m \times m \times 255^2}{\sum_{x=0}^{m-1} \sum_{y=0}^{m-1} ((F(x,y)) - (F'(x,y)))^2} \right) \quad (5)$$

Onde:

$m$  é o tamanho da imagem original e da imagem reconstruída.

#### B. Método da Partição Quadtree

Na compressão fractal de imagens utilizando o método da Força Bruta, os *range blocks* gerados a partir da imagem original, no início do processo de compressão, são todos do mesmo tamanho. Muitas imagens possuem alta diversidade em relação a riqueza de detalhes, onde existem áreas nessa imagem que com um tamanho não muito pequeno de *range block*, a imagem seria bem coberta e áreas que exigem um tamanho de *range block* bem menor para se ter um bom resultado. A partição Quadtree faz uma divisão não homogênea da imagem, cobrindo com blocos menores as áreas com detalhes finos e com blocos maiores as áreas mais uniformes da imagem [9].

A partição Quadtree representa a imagem como uma árvore, onde a cada nível a imagem é dividida em quatro sub-imagens. Essas sub-imagens também podem ser divididas em quatro outras sub-imagens e assim sucessivamente, conforme Figura 6 a seguir.

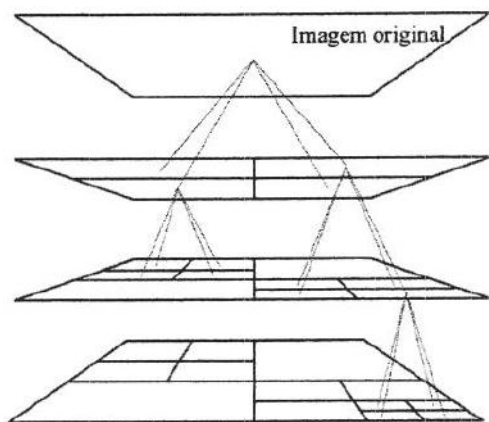


Fig. 6 - Representação em árvore da partição Quadtree

O que determina se a sub-imagem será novamente subdivida ou não é um limiar de erro pré-estabelecido entre o *range block* em questão (que é a própria sub-imagem) e os *domain blocks* possíveis para aquele *range block*.

A imagem inicial é primeiramente dividida em quatro sub-imagens que serão os quatro *range blocks* iniciais. Cada um desses quatro *range blocks* será analisado a fim de se encontrar o *domain block* que tem o melhor *matching*. Chamamos essa primeira divisão da imagem de nível 1 de partição. Para cada nível de partição tem-se um tamanho de *range block*, e então é construído o *Domain Pool* contendo *domain blocks* com o dobro do tamanho dos *range blocks*. O *range block* em questão é comparado com cada *domain block* do atual *Domain Pool*. Para fazer essa comparação, primeiramente cada *domain block* ( $2n \times 2n$ ) é reduzido pela metade ( $n \times n$ ) para ficar com o mesmo tamanho do *range block*. São aplicadas as 8 transformações (4 rotações e 4 inversões, como visto no método da Força Bruta), e é feito o ajuste de brilho e contraste para cada *domain block*, utilizando a mesma fórmula que foi utilizada no método da Força Bruta, que são encontradas a partir da fórmula do erro RMS. Faz-se então o cálculo do erro RMS entre o *range block* em questão e os *domain blocks* transformados. Após o cálculo com todos os *domain blocks* possíveis do *Domain Pool* atual, sendo que cada *domain block* se transforma em 8 novos *domain blocks* transformados, encontra-se o menor erro RMS. Se esse menor erro RMS que foi encontrado for maior que o limiar pré-estabelecido, o *range block* em questão é dividido em 4 sub-imagens que serão os novos *range blocks*.

Outro dado de entrada existente para a compressão de imagens utilizando o método de partição quadtree é o máximo valor para o nível de partição. Como foi mencionado, chamamos a primeira divisão da imagem de nível 1 de partição, na próxima subdivisão chamamos de nível 2 de partição e assim sucessivamente. Quando o valor máximo do nível de partição for atingido, as sub-imagens não poderão mais ser subdivididas.

Portanto, a partição dos *range blocks* deve levar em conta tanto o limiar de erro RMS quanto o nível máximo de partição. Então, os *range blocks* são subdivididos enquanto o menor RMS encontrado seja maior que o limiar pré-

estabelecido ou que a profundidade da partição seja menor ou igual a máxima pré-estabelecida. Quando o menor RMS encontrado para um determinado *range block* é menor que o limiar, e/ou a profundidade da partição é menor ou igual o limiar, a posição do *domain block* que gerou esse menor RMS será armazenada, assim como a transformação afim, os parâmetros  $s$  (contraste) e  $o$  (brilho) relativos ao *domain block* que gerou o menor erro RMS, e o nível atual de partição. Tais coeficientes armazenados são o CÓDIGO FRACTAL para tal imagem original de entrada.

O processo de descompressão, assim como no método da força bruta, é feito através da aplicação iterativa dos coeficientes do código fractal em uma imagem inicial qualquer. A Figura 7 a seguir mostra uma imagem inicial qualquer e as 5 primeiras iterações do processo de descompressão da imagem da Lena que foi comprimida pelo processo de compressão Fractal utilizando o método da Partição Quadtree.



Fig. 7 - Imagem inicial e as 5 primeiras iterações do processo de decodificação (Compressão Fractal - método da partição quadtree).



### III. AVALIAÇÃO DA COMPRESSÃO FRACTAL E JPEG2000 EM IMAGENS MAMOGRÁFICAS

O rastreamento mamográfico envolve tipicamente obter duas vistas da mama, que são as chamadas incidências básicas. Uma das incidências básicas é a vista superior da mama chamada vista crânio caudal (CC) e a outra incidência básica é uma vista angular da mama chamada vista médio lateral oblíqua (MLO), conforme mostra a Figura 8 a seguir. A vista médio lateral oblíqua (MLO) é obtida do centro da mama para a lateral, de um ponto de vista angular. Normalmente é utilizado um ângulo de 90°, pois uma maior parte do tecido mamário pode ser trabalhado no quadrante superior externo da mama e da axila. A vista crânio caudal (CC) é uma vista superior da mama e é obtida de cima para baixo [1].

Foram selecionados quatro casos de mamografia, onde cada caso possui imagens das duas mamas, nas duas incidências básicas: Mama direita vista MLO, Mama direita vista CC, Mama esquerda vista MLO, Mama esquerda vista CC. Portanto, foram utilizadas 16 imagens originais. As imagens originais utilizadas no trabalho foram retiradas de um banco digital de imagens, *Digital Database for Screening Mammography*, da *University of South Florida* [10], disponibilizado para fins de pesquisa.

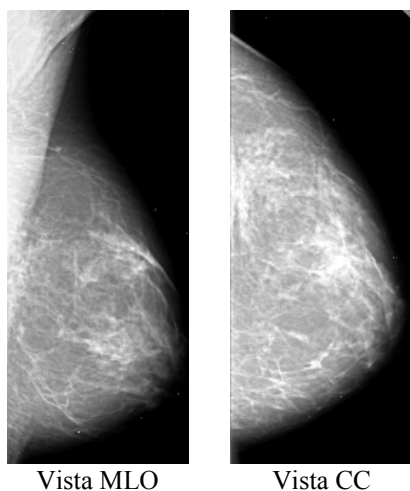


Fig. 8 - Vista MLO e vista CC

Foi desenvolvido um programa de Compressão Fractal de Imagens, em Matlab, baseado no método da partição quadtree desenvolvido por Fischer [4], utilizando como dado de entrada: nível máximo de partição igual a 4 e limiar de erro RMS igual a 70. As imagens originais selecionadas foram submetidas ao processo de compressão utilizando o programa desenvolvido.

Cada uma das imagens originais foi comprimida com 5 taxas de compressão diferentes. As 5 taxas de compressão foram obtidas alterando-se apenas um dos possíveis parâmetros de entrada do programa de compressão fractal utilizando a técnica de partição quadtree, que é o limiar do mínimo erro quadrático (RMS – *Root Mean Square*). O limiar RMS indica um valor máximo de erro RMS entre o *range block* e o *domain block* no momento da comparação entre os

dois. Caso o erro RMS seja maior que o limiar pré-estabelecido, o *range block* em questão é novamente subdividido, portanto quanto menor for o limiar de erro RMS, maior será a qualidade da imagem comprimida.

Para que se possa fazer uma comparação dos resultados da compressão Fractal, serão apresentados neste trabalho resultados de um outro método de compressão de imagens chamado JPEG2000 (*Joint Photographic Experts Group*). Na técnica de compressão JPEG2000, a Transformada Discreta Wavelet (*DWT - Discrete Wavelet Transform*) é aplicada na imagem de entrada através de um conjunto de filtros wavelet, a fim de reduzir a quantidade de informação contida na imagem.

As mesmas imagens originais submetidas à compressão Fractal, foram submetidas ao processo de compressão JPEG2000. Para isso, foi utilizado o software *Jasper*, desenvolvido por Michael Adams, afiliado ao *Digital Signal Processing Group - DSPG* no Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação da *University of Victoria*, Canadá [11]. As imagens originais foram comprimidas também com 5 diferentes taxas de compressão.

Tratando-se de imagens médicas, os critérios utilizados para definir se uma imagem que passou pelo processo de compressão pode ser considerada aceitável, deve estar associado a análise de um especialista. Os especialistas não estão habituados a trabalhar com medidas objetivas (PSNR), dessa forma existe uma grande dificuldade em relacionar os critérios objetivo e subjetivo. Portanto, foi feita uma associação entre os critérios objetivo e subjetivo, para que se possa definir um limite para que as imagens mamográficas comprimidas pelo método da compressão Fractal possam ser consideradas aceitáveis, e comparar os resultados com o método de compressão JPEG2000.

As imagens originais e comprimidas pela técnica de compressão Fractal e pela técnica JPEG2000, foram submetidas a análise de 3 médicos especialistas. Foi pedido a cada um deles que analisassem e comparasse cada uma das imagens comprimidas com diferentes taxas de compressão, com a imagem original, informando se cada uma das imagens foi considerada “ótima”, “boa”, “aceitável” ou “inaceitável”. Considerando os quatro casos, já que para cada imagem original existem cinco imagens comprimidas, e para cada caso existem quatro imagens originais, os médicos compararam 80 imagens comprimidas com as originais. As imagens comprimidas não foram mostradas aos médicos na ordem de compressão. Elas foram nomeadas aleatoriamente para não interferir na análise.

A princípio foi pedido aos médicos além de comparar as imagens comprimidas com as originais, que analisassem se na imagem original tinha sido encontrada alguma anormalidade, e se nas imagens comprimidas essa anormalidade podia ser também identificada. Segundo os médicos, anormalidades só podem ser apontadas com segurança se além das incidências básicas, as incidências complementares forem também colocadas juntas durante a análise. As incidências complementares esclarecem situações detectadas nas incidências básicas, estudando regiões específicas. As



incidências complementares são: crânio-caudal forçada (XCC), que é uma vista CC com ênfase na exposição do quadrante superior externo; cleavage (CV), que é uma vista CC com ênfase na exposição do quadrante inferior interno; médio-lateral ou perfil externo (ML ou P), também chamada de perfil absoluto, que inclui parte do prolongamento axilar; lateromedial ou perfil interno (LM ou contact), que também inclui parte do prolongamento axilar, porém com imagem "em espelho" (ao contrário); e caudocranial (RCC), que é uma vista CC com imagem "em espelho". [12].

Outro comentário dos médicos foi que para anormalidades serem identificadas, as imagens mamográficas devem ter um tamanho mínimo e devem ser lidas em monitores com tamanho e resolução específicos, podendo-se fazer alterações de contraste e brilho para melhor identificação de possíveis anormalidades. Na apresentação das imagens, originais e comprimidas, durante a análise dos médicos, não foram utilizados os recursos específicos para que pudesse ser feita a identificação de anormalidades. Dessa maneira, os médicos apenas fizeram uma comparação das imagens comprimidas com as originais, apontando até que ponto as imagens comprimidas eram consideradas aceitáveis.

Considerando os quatro casos, já que para cada imagem original, existem 5 imagens comprimidas, e para cada caso existem 16 imagens originais, os médicos compararam 80 imagens comprimidas com as originais.

#### IV. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo serão apresentados os resultados das análises feitas pelos três médicos, das imagens comprimidas pelas duas técnicas, compressão Fractal e JPEG2000. Cada uma das 16 imagens originais que possuem 8bpp (bits por pixel), foram comprimidas com 5 diferentes taxas de compressão. A Tabela I a seguir mostra o valor em bpp de cada uma das 5 taxas de compressão obtidas nas duas técnicas de compressão.

TABELA I  
VALOR EM BPP DAS TAXAS DE COMPRESSÃO.

Taxas de Compressão	Compressão Fractal (bpp)	Compressão JPEG2000 (bpp)
1ª tx	2	0,47
2ª tx	1,19	0,46
3ª tx	0,74	0,29
4ª tx	0,44	0,19
5ª tx	0,32	0,14

A 1ª taxa de compressão é a mais baixa e a 5ª taxa de compressão é a mais alta, ou seja, a qualidade das imagens é melhor quanto menor a taxa de compressão. No método JPEG2000, consegue-se imagens com melhor qualidade a taxas de compressão mais baixas, por isso, as taxas de compressão (valores de bpp), foram menores que na técnica Fractal.

Primeiro, será apresentado um resumo das classificações das imagens comprimidas pela técnica de compressão Fractal. A Tabela II a seguir mostra, de forma geral, o resumo das classificações das 80 imagens comprimidas, pela técnica Fractal, analisadas por cada médico, mostrando a quantidade

de imagens classificadas para cada nível de classificação, "inaceitável", "aceitável", "boa" ou "ótima".

TABELA II  
QUANTIDADE DE IMAGENS PARA CADA NÍVEL DE CLASSIFICAÇÃO POR MÉDICO (COMPRESSÃO FRACTAL).

Classificação	Médico 1	Médico 2	Médico 3	TOTAL
Inaceitável	34	53	38	125
Aceitável	35	21	37	93
Boa	11	6	5	22
Ótima	-	-	-	-
TOTAL	80	80	80	240

De acordo com a Tabela II, do total de imagens analisadas, os médicos classificaram, em média, 47,92 % das imagens comprimidas com diferentes taxas de compressão como aceitáveis ou boas.

A Tabela III a seguir mostra a quantidade de imagens para cada taxa de compressão que foram classificadas como "inaceitável", "aceitável", "boa" ou "ótima". De acordo com a Tabela III, a 4ª e 5ª taxas de compressão, que são as taxas de compressão mais altas, tiveram a maioria das imagens classificadas como inaceitáveis.

TABELA III  
QUANTIDADE DE IMAGENS PARA CADA TAXA DE COMPRESSÃO POR NÍVEL DE CLASSIFICAÇÃO (COMPRESSÃO FRACTAL).

Taxas de Compressão	Inaceitável	Aceitável	Boa	Ótima
1ª tx	3	26	19	-
2ª tx	10	35	3	-
3ª tx	21	27	-	-
4ª tx	43	5	-	-
5ª tx	48	-	-	-
TOTAL	125	93	22	-

Seguindo o objetivo do presente trabalho, que é associar critérios comumente utilizados na avaliação da qualidade das imagens comprimidas, com critérios visuais utilizados por médicos especialistas, deve-se associar os valores das taxas de compressão com a classificação dos médicos, para que se possa definir até que taxa de compressão as imagens comprimidas são consideradas aceitáveis.

A Tabela IV a seguir mostra o resumo das classificações feitas por cada médico, indicando a média de taxa de compressão para cada nível de classificação, em bits por pixel (bpp).

TABELA IV  
MÉDIA DE TAXA COMPRESSÃO (COMPRESSÃO FRACTAL).

Classificação	Médico 1 (bpp)	Médico 2 (bpp)	Médico 3 (bpp)
Inaceitável	0,41	0,63	0,49
Aceitável	1,16	1,44	1,27
Boa	1,88	1,97	1,97
Ótima	-	-	-

De acordo com a Tabela IV, tomando-se o maior valor de taxas de compressão dos três médicos para as imagens consideradas inaceitáveis, imagens com taxas de compressão menores que 0,63 bpp são consideradas "inaceitáveis".

A Tabela V a seguir indica a média de valor de PSNR para cada nível de classificação.

TABELA V  
MÉDIA DE PSNR (COMPRESSÃO FRACTAL).

Classificação	Médico 1	Médico 2	Médico 3
Inaceitável	33,67	34,98	34,64
Aceitável	38,61	41,74	38,82
Boa	44,50	42,58	46,56
Ótima	-	-	-

De acordo com as Tabelas IV e V, tomando-se o menor valor entre a classificação dos três médicos para imagens consideradas aceitáveis ou com classificação superior, pode-se dizer que são consideradas “aceitáveis” as imagens comprimidas pela técnica Fractal com taxas de compressão de no mínimo 1,16 bpp, que correspondem a um valor de PSNR de no mínimo 38,61.

Será mostrado agora, o resumo das classificações das imagens comprimidas pelo método da compressão JPEG2000.

A Tabela VI a seguir mostra, de forma geral, o resumo das classificações das 80 imagens comprimidas, pelo método JPEG2000, analisadas por cada médico, mostrando a quantidade de imagens classificadas para cada nível de classificação, “inaceitável”, “aceitável”, “boa” ou “ótima”.

TABELA VI  
QUANTIDADE DE IMAGENS PARA CADA NÍVEL DE CLASSIFICAÇÃO POR MÉDICO (COMPRESSÃO JPEG2000).

Classificação	Médico 1	Médico 2	Médico 3	TOTAL
Inaceitável	-	24	38	62
Aceitável	13	56	32	101
Boa	60	-	10	70
Ótima	7	-	-	7
TOTAL	80	80	80	240

De acordo com a Tabela VI, verifica-se que do total de imagens analisadas, os médicos classificaram, em média, 25,83 % das imagens comprimidas com diferentes taxas de compressão como inaceitáveis. A quantidade de imagens consideradas inaceitáveis, foi maior na técnica Fractal, que foi de 52,08 % (Tabela II).

A Tabela VII a seguir mostra a quantidade de imagens para cada taxa de compressão que foram classificadas como “inaceitável”, “aceitável”, “boa” ou “ótima”.

TABELA VII  
QUANTIDADE DE IMAGENS PARA CADA TAXA DE COMPRESSÃO POR NÍVEL DE CLASSIFICAÇÃO (COMPRESSÃO JPEG2000).

Taxas de Compressão	Inaceitável	Aceitável	Boa	Ótima
1ª tx	8	26	10	4
2ª tx	8	21	18	1
3ª tx	14	21	13	-
4ª tx	14	19	14	1
5ª tx	18	14	15	1
TOTAL	62	101	70	7

Na compressão JPEG2000, a diferença de qualidade das imagens, de uma taxa de compressão para outra, não é tão

nítida como no caso da compressão Fractal. Aconteceram casos em que imagens com taxas de compressão maior, e consequentemente qualidade pior, tiveram melhores classificações que imagens com taxas menores de compressão e consequentemente qualidade melhor.

A Tabela VIII a seguir mostra o resumo das classificações feitas por cada médico, indicando a média de taxa de compressão para cada nível de classificação, em bits por pixel (bpp) e a Tabela IX a seguir indica a média de valor de PSNR para cada nível de classificação.

De acordo com a Tabela VIII, tomando-se o maior valor de taxas de compressão dos três médicos para as imagens consideradas inaceitáveis, imagens com taxas de compressão menores que 0,30 bpp são consideradas “inaceitáveis”.

TABELA VIII  
MÉDIA DE TAXA COMPRESSÃO (COMPRESSÃO JPEG2000).

Classificação	Médico 1 (bpp)	Médico 2 (bpp)	Médico 3 (bpp)
Inaceitável	-	0,22	0,30
Aceitável	0,29	0,35	0,31
Boa	0,30	-	0,32
Ótima	0,38	-	-

TABELA IX  
MÉDIA DE PSNR (COMPRESSÃO JPEG2000).

Classificação	Médico 1	Médico 2	Médico 3
Inaceitável	-	45,96	56,84
Aceitável	54,92	62,73	56,90
Boa	56,89	-	67,21
Ótima	69,77	-	-

De acordo com as Tabelas VIII e IX, tomando-se o menor valor entre a classificação dos três médicos para imagens consideradas aceitáveis ou com classificação superior, pode-se dizer que são consideradas “aceitáveis” as imagens comprimidas pelo método JPEG2000 com taxas de compressão de no mínimo 0,29 bpp, que correspondem a um valor de PSNR de no mínimo 54,92.

A Tabela X a seguir mostra o comparativo entre as duas técnicas, Fractal e JPEG2000.

TABELA X  
LIMITE DE TAXA DE COMPRESSÃO E VALOR DE PSNR PARA IMAGENS MAMOGRÁFICAS SUBMETIDAS A COMPRESSÃO FRACTAL E JPEG2000.

Medidas de desempenho	Fractal	JPEG2000
Tx de compressão (bpp)	1,16	0,29
PSNR	38,61	54,92

Com os resultados obtidos, consegue-se associar os critérios objetivo e subjetivo na classificação de imagens sujeitas à compressão Fractal, definindo o limite de taxa de compressão para que as imagens sejam consideradas aceitáveis pelos médicos especialistas.

Para as imagens comprimidas pela técnica de compressão Fractal, o limite de taxa de compressão para que as imagens sejam consideradas aceitáveis foi de 1,16 bpp, que corresponde a um PSNR de 38,61.

Em comparação com a técnica de compressão JPEG2000, onde o limite de taxa de compressão para que as imagens comprimidas sejam consideradas aceitáveis foi de 0,29 bpp, correspondente a um PSNR de 54,92, verifica-se que a técnica de compressão JPEG2000 gera resultados melhores que a técnica de compressão Fractal.

A técnica JPEG2000 é bastante popular e já vem sendo bastante utilizada. A técnica Fractal vem sendo conhecida aos poucos e cada vez mais estudada, por se tratar de um método bastante interessante de ser explorado, que utiliza as similaridades dentro da própria imagem para se fazer a compressão.

#### REFERÊNCIAS

- [1] Brasil. “Falando sobre Mamografia.” Viva Mulher – Programa Nacional de Controle do Câncer do Colo do Útero e de Mama. Ministério da Saúde. Instituto Nacional de Câncer. Coordenação de Prevenção e Vigilância (Conprev). Rio de Janeiro: MS/INCA, 2000. 81 p. ISBN: 85-7318-063-3
- [2] J. M. Silva; E. L. Flores. “Compressão de Imagens Médicas Usando Fractais.” VI Workshop de Informática Médica – WIM2006. 62 – 72 p. 2006.
- [3] A. L. M. Cruz; F. S. Silva; R. F. L. Chavez; Y. Iano. “Codificação Fractal de Imagens.” Revista Telecomunicações. Vol. 11, no. 01, Mai. 2008.
- [4] Y. Fischer. “Fractal Image Compression: Theory and Application.” Ed. Springer-Verlag, New York, USA. 1995. 341 p.
- [5] B. B. Mandelbrot. “The Fractal Geometry of Nature.” W. H. Freeman, Oxford, 1983.
- [6] M. F. Barnsley. “Fractals Everywhere.” Academic Press, San Diego, USA. 1993. 394 p.
- [7] D. V. Melkebeek; A. Bultheel. “On the relation between Iterated Function Systems and Partitioned Iterated Function Systems.” Report TW240, Department of Computer Science, K. U. Leuven, Mar. 1996.
- [8] A. E. Jacquin. “Fractal Image Coding: A Review.” IEEE, vol. 81, no. 10, Out. 1993.
- [9] Y. Fischer. “Fractal Image Compression.” San Diego, California. 1992. SIGGRAPH’92, Course Notes.
- [10] University of South Florida. “Digital Database for Screening Mammography.” Disponível em: <[http://marathon.csee.usf.edu/Mammography/DDSM/thumbnails/normals/normal\\_01/overview.html](http://marathon.csee.usf.edu/Mammography/DDSM/thumbnails/normals/normal_01/overview.html)> Acesso em: 26 de jun, 2009.
- [11] M. Adams. “The JasPer Project Home Page.” Disponível em: <<http://www.ece.uvic.ca/~mdadams/jasper/>> Acesso em: 30 de jul, 2009.
- [12] Brasil. “Mamografia: da prática ao controle.” Ministério da Saúde. Instituto Nacional de Câncer. Rio de Janeiro: INCA, 2007. 109p.

**Stéphany Vergütz** nasceu em Patos de Minas, MG, em julho de 1983. Possui o título de Engenheira de Telecomunicações e de especialista em Engenharia de Segurança do Trabalho pela União Educacional de Minas Gerais – UNIMINAS, Uberlândia – MG, em 2006 e 2008 respectivamente. Cursa o mestrado na área de Processamento Digital de Sinais pela Universidade Federal de Uberlândia – UFU, Uberlândia – MG.

Desde 2009 é docente e coordenadora do curso de Engenharia de Telecomunicações da Faculdade do Noroeste de Minas – FINOM, Paracatu – MG.

**Antônio Cláudio Paschoarelli Veiga** possui o título de doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Campinas – SP, em 2002.

Desde 1988 é docente na Universidade Federal de Uberlândia – UFU, Uberlândia – MG. Desde 2002 é membro do colegiado da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia – UFU, Uberlândia – MG.

# Comparação de Níveis de Radiações de Radiofrequência Emitidas por Antenas de Estações Rádio-Base

Carlos H. S. Figueiredo, Glauco L. Ramos, Paulo T. Pereira, Moacir S. Júnior & Carlos S. Queiroz

**Abstract**—This work describes the basic concepts of electromagnetic theory related to non-ionizing radiation emission levels of the radio base station cellular mobile system based in current research. Research results were compared with norms established by agencies such as National Telecommunication Agency (ANATEL), the International Commission on Non-ionizing Radiation Protection (ICNIRP) and other bodies concerned with health-related studies. A comparison will be shown between radiation levels before and after the installation of a new radio base station.

**Index Terms**—Non-ionizing radiation, radiofrequency, cellular phone, thermal effects.

**Resumo**—Este trabalho descreve os conceitos básicos sobre a teoria eletromagnética relacionada às emissões dos níveis de radiação não-ionizante das estações rádio-base do sistema de telefonia móvel celular. Resultados de medições são comparados com normas pré-estabelecidas por órgãos como a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL), International Commission on Non ionizing radiation Protection (ICNIRP) e demais órgãos com estudos relacionados à saúde. Será realizada também uma comparação entre níveis de radiação medidos antes e depois da instalação de uma nova estação rádio base.

**Palavras chave**—radiações não ionizantes, radiofrequência, telefonia celular, efeitos térmicos.

## I. INTRODUÇÃO

Nos meados de 1940, os primeiros serviços de telefonia móvel apareceram nos Estados Unidos. Estes serviços usaram, a princípio, uma torre em cada área metropolitana.

O espectro de frequência de rádio (RF) é um produto limitado, e as agências reguladoras limitam a quantidade de espectro de radiofrequência disponível para o serviço de telefone celular. Estes regulamentos limitariam o número máximo de chamadas simultâneas abaixo da demanda prevista. Esta realidade fez com que as companhias telefônicas adotassem a aproximação celular, em que múltiplas torres de celular são instaladas para cobrir uma grande área geográfica. No sistema celular cada torre ou estação rádio-base (ERB) cobre uma área chamada célula. Uma região grande pode ser

dividida em células, permitindo que as estações diferentes utilizem as mesmas frequências ou canais suficientemente separados, método conhecido como reuso de frequência.

Hoje em dia, nos deparamos com uma grande quantidade de estações por toda a cidade e em rodovias que as interligam. O número de usuários aumenta a cada dia e as estações ficam sobrecarregadas. Novas estações precisam ser instaladas e, na maioria das vezes, próximas a residências e centros comerciais.

Como a população encara este fato? A instalação de uma nova estação pode causar medo pelo simples fato das pessoas estarem desinformadas sobre a emissão de radiações eletromagnéticas. A radiação emitida pode causar danos à saúde? Que tipos de radiação são emitidos pelas antenas de celulares? Quais seriam os níveis de exposição seguros? A radiação emitida pela antena do aparelho é diferente da emitida pelas antenas das torres?

Os efeitos biológicos ocasionados pela radiação vêm sendo estudados pelos cientistas há cerca de 60 (sessenta) anos. Está comprovado que a radiação ionizante (aquela capaz de alterar o estado físico de um átomo) pode ser altamente nociva à saúde, inclusive, mantendo relação direta com o surgimento de câncer. Os raios X e os raios gama, como aqueles emitidos pelo césio, são exemplos de radiação ionizante [1].

A antena da estação de rádio-base, por estar geralmente colocada nas torres ou nos topos dos edifícios, dificilmente será uma fonte permanente de preocupação no que se refere à saúde pública e à proteção do meio ambiente. Isto porque os campos eletromagnéticos decaem pelo menos com o inverso do quadrado da distância da fonte irradiadora. Então, a densidade de potência do campo reduz-se substancialmente a partir de uns poucos metros de distância da antena.

Radiação não-ionizante é um fenômeno presente na natureza e essencial para o surgimento e manutenção dos sistemas de vida na terra, posto que, conduz, dentre outras, a energia luminosa e calorífica emitida pelo sol. Mas a tecnologia envolvida em novos sistemas celulares necessita de equipamentos que emitem radiação não ionizante. É o caso da telefonia sem fio [1].

Toda essa tecnologia é baseada na emissão/recepção de radiação em radiofrequência. Se essa emissão/recepção ocorrer em um nível tal de densidade de potência em que os sistemas naturais do meio possam absorvê-las, sem mudanças

Manuscrito recebido em 5 de junho de 2008; aceito em 23 de Março de 2009.

C. H. S. Figueiredo é funcionário da PRODABEL ([henriquetelecom2@gmail.com](mailto:henriquetelecom2@gmail.com)). G. L. Ramos ([glopesr@gmail.com](mailto:glopesr@gmail.com)), P. T. Pereira ([paulotiburcio@ig.com.br](mailto:paulotiburcio@ig.com.br)) e M. S. Júnior ([msouzajr27@hotmail.com](mailto:msouzajr27@hotmail.com)) são professores da UFSJ. C. S. Queiroz é diretor da C&Q Engenharia de Radiações ([cqrf@cq.eng.br](mailto:cqrf@cq.eng.br)).

qualitativas significativas, ela passa a fazer parte do ambiente, como um atributo artificial. Se, no entanto, os campos eletromagnéticos artificialmente produzidos pela atividade forem suficientemente intensos para ocasionar danos à saúde humana ou à qualidade dos recursos ambientais, teremos uma atividade impactante, e, portanto, potencialmente poluidora.

## II. RADIAÇÃO

Radiação é um conjunto de ondas ou partículas que se propagam rapidamente no espaço, transportando energia. É o fluxo de partículas ou fótons (unidades elementares de uma onda eletromagnética). A radiação eletromagnética tem como propriedade peculiar, a dualidade “onda-partícula”.

Muitos fenômenos eletromagnéticos podem ser explicados pelos cientistas ao considerarem a radiação como um conjunto de ondas viajantes no espaço. A energia de um fóton está intimamente associada à frequência da onda eletromagnética. Quanto maior a frequência, maior a energia associada ao fóton e como consequência direta, maior será a sua capacidade de interação com o material biológico.

Basicamente, qualquer tipo de propagação de energia é considerado uma forma de radiação. A propagação de energia pode ocorrer de forma corpuscular ou eletromagnética. A radiação corpuscular é constituída por um feixe de partículas elementares propagando-se pelo espaço. A radiação eletromagnética é a propagação de campos eletromagnéticos no espaço.

Os campos eletromagnéticos também podem ser considerados como uma radiação corpuscular de fótons. Desta forma, a radiação pode ser entendida como propagação de energia presente em corpúsculos de matéria ou feixe de partículas elementares.

O termo radiação é na maioria das vezes associado à emissão de altas frequências através de um conjunto de partículas, como os raios X. É importante salientar que o mesmo termo descreve também a propagação de ondas eletromagnéticas. A diferença entre os valores de frequências utilizados é importante para que sejam determinados os tipos de radiação que ocorrem em ambos os casos, ionizante e não ionizante, mas com efeitos completamente distintos. A radiação ionizante é usualmente denominada apenas como radiação e a não-ionizante como propagação de ondas eletromagnéticas.

A emissão de radiação pode ocorrer de duas formas: emissão estimulada e a emissão espontânea. A emissão espontânea provém de substâncias ditas radioativas. Quando um elétron, presente em uma determinada camada de um átomo, é excitado com energia suficiente para alterar sua órbita, uma porção adicional de energia é absorvida por ele e ao retornar à sua órbita anterior, esta energia é desprendida em forma de pequenos “pacotes” de energia, os fótons. A emissão dessa energia ocorre em forma de ondas eletromagnéticas de altas frequências. A energia que um elétron deve possuir para vencer uma barreira de tensão de 1V (um volt) é o elétron-volt e equivale a  $1,6 \times 10^{-19}$  Joule.

Quando a energia de um fóton for menor que 12 eV (doze elétron-volts), a radiação é dita não-ionizante. Para valores superiores a este, são denominadas ionizantes. Este valor limite foi adotado por ser a energia suficiente para que um elétron seja retirado de sua órbita no átomo, provocando deste modo, alterações na matéria atingida. Esta energia possui valores variados de acordo com as substâncias em questão, sendo em torno de 5,1 eV para o sódio gasoso e 13,6 eV para o hidrogênio. A radiação ionizante pode interferir nas ligações químicas e estruturas moleculares dos átomos, ou seja, assim, ionizando-os.

## III. RADIAÇÃO IONIZANTE E NÃO IONIZANTE

As radiações classificadas como eletromagnéticas não ionizantes são aquelas que não possuem energia suficiente para ionizar a matéria. Caracterizam-se por possuírem energia inferior a cerca de 12 eV, comprimentos de onda menores que 100 nanômetros e frequências inferiores a  $3 \times 10^{15}$  Hz.

Embora a radiação seja um fenômeno único, uma das formas adotadas pela ciência para classificar uma radiação eletromagnética como ionizante ou não ionizante foi através da frequência ou número de oscilações por segundo (Hertz-Hz). As diferentes frequências indicam diferentes tipos de radiação, o que deu origem ao chamado espectro eletromagnético.

As ondas eletromagnéticas com comprimentos de onda curtos comportam-se diferentemente das ondas com comprimentos longos quando as ondas viajam através do ar ou através do espaço. As ondas curtas tais como raios X ou microondas, podem ser focalizadas em um feixe.

Esses comprimentos de onda são úteis para determinadas aplicações, tais como uma comunicação irradiando de um ponto específico a outro, ou iluminando um determinado ponto. Ondas mais longas, tais como aquelas usadas na transmissão de rádio tendem a espalhar para maiores distâncias. No caso de uma exposição à radiação não ionizante, os efeitos são denominados “efeitos térmicos” e proporcionam um aquecimento do tecido biológico. Níveis significativos de aquecimento podem, em certos casos, superar a capacidade natural de termo-regulação do organismo humano exposto, causando danos a sua saúde.

## IV. RADIAÇÃO NÃO IONIZANTE: EFEITOS E RISCOS BIOLÓGICOS

### A. Efeitos Biológicos

Efeito biológico é uma resposta mensurável a um estímulo ou a qualquer alteração do meio ambiente, por um organismo. Um efeito biológico pode ou não ser prejudicial à saúde. Quando um efeito provoca alguma alteração detectável em relação ao bem-estar ou integridade de indivíduos expostos é considerado prejudicial.

### B. Efeitos Térmicos

A faixa de frequências utilizada pela segunda geração de telefonia celular e antenas é de 800 MHz a 1900 MHz.

Estas radiações (não ionizantes) podem liberar energia suficiente para produzir efeitos térmicos (de aquecimento) ao incidir em organismos vivos. As radiações não ionizantes intensas de baixa frequência podem também liberar correntes elétricas capazes de afetar o correto funcionamento de algumas células (sensíveis a estas correntes) musculares ou nervosas. Campos eletromagnéticos de alta intensidade podem causar prejuízos para a saúde. Fatores como frequência e intensidade do sinal determinam a natureza desses efeitos.

Os efeitos biológicos oriundos de radiações não ionizantes são, de certa forma, bem quantificados. Por se tratar de aquecimento de tecido biológico, este tipo de efeito é designado efeito térmico.

O organismo humano possui mecanismos de termo-regulação e, quando o nível de aquecimento dos tecidos biológicos excede a capacidade natural do organismo, sérios danos podem ocorrer nesses mesmos tecidos.

Organizações internacionais estabeleceram valores limites para exposição à radiofrequência. Os valores de SAR (taxa de absorção específica) definidos pelo ICNIRP e adotados pela ANATEL são [5]:

Limite Ocupacional - 0,4 W/kg

Limite público em geral - 0,08 W/kg

### C. Efeitos Não-Térmicos

Além dos efeitos térmicos resultantes da exposição a radiações podem ocorrer efeitos não-térmicos. Ainda não existe sequer uma definição clara sobre tais efeitos e o conhecimento científico sobre esse efeito é reduzido.

A maior dificuldade encontrada pelos pesquisadores reside na quantificação de efeitos de avaliação subjetiva e também no fato do intervalo de observação ser insuficiente para estabelecer relações concretas de causalidade, tanto a curto quanto em longo prazo.

### D. Riscos Biológicos

No que diz respeito às possíveis influências das radiações, em particular pessoas que residem próximo a locais onde estão instaladas estações rádio-base, verifica-se a preocupação e o receio.

Entretanto, a maioria dos problemas associados ao funcionamento dos sistemas de telecomunicações móveis diz respeito à "percepção do risco" pela população e não ao risco propriamente dito. Os níveis de exposição ao público, de modo geral são muito inferiores aos níveis de referência estabelecidos pela ANATEL quando comparados com

a exposição aos próprios aparelhos celulares. Não são conhecidos efeitos prejudiciais à saúde para valores abaixo dos níveis de referência estabelecidos e legalmente definidos [3-9].

Também não foi comprovado o perigo de interferência eletromagnética das radiações proveniente de estações base, relacionado ao funcionamento de dispositivos médicos, como próteses metálicas. O principal risco associado ao uso de aparelhos celulares é o acidente de trânsito causado pela utilização dos mesmos durante a condução de veículos, devido

à dispersão da atenção nos condutores. Para reduzir tais efeitos é aconselhável a utilização de um dispositivo "viva-voz", fone de ouvido ou um dispositivo Bluetooth.

Com relação às crianças, o uso de celulares por crianças até seis anos de idade não é recomendado e para pacientes que possuem marca-passo a distância recomendada é de no mínimo 15 centímetros do implante e a utilização do celular durante o curso de uma ligação deve ser do lado oposto ao implante.

### E. Taxa de Absorção Específica - SAR

Sigla em inglês de "Specific Absorption Rate": Taxa de absorção de energia por tecidos do corpo, medida em W/kg (watt por quilograma). É a medida amplamente adotada em radiofrequências superiores a cerca de 100 kHz [10]. Por muitos anos pesquisas vem sendo realizadas com a finalidade de delimitar níveis seguros de exposição aos campos eletromagnéticos. Muitos países adotaram as diretrizes da ICNIRP, uma organização científica independente, formalmente reconhecida pela Organização Mundial de Saúde. Uma quantidade significativa de trabalhos e pesquisas forma a base para as diretrizes da ICNIRP.

### F. SAR Localizada

Grandes margens de segurança estão incorporadas aos limites de segurança estabelecidos. Na faixa de frequência utilizada pelos telefones celulares, limites são especificados como níveis de SAR, que é uma medida da absorção da energia das ondas de rádio pelo corpo. Nos celulares usados próximos à cabeça ou ao corpo a SAR não deve exceder o limite médio de 2 W/kg em 10 g de tecido (ou 1,6 W/kg em 1 grama, nos EUA e em alguns outros países).

Os limites estabelecidos pelas normas visam prevenir efeitos conhecidos à saúde humana e refletem o atual estágio do conhecimento. Desta forma, os limites de SAR foram estabelecidos para prevenir efeitos térmicos. Ao se definir o SAR procurou-se estabelecer uma unidade de medida (dose) correlacionada a efeitos de elevação de temperatura do corpo.

### G. Limites de Exposição

Considerando a penetração da radiação de radiofrequência no organismo, o SAR (taxa de absorção específica) deve ser medida no seu interior, o que na prática dificulta bastante a sua realização.

Desta forma, são estabelecidos limites, Fig. 1 e Fig. 2, para algumas grandezas facilmente mensuráveis no interior dos organismos como a densidade de potência e intensidades de campo elétrico e magnético.

Limites distintos são adotados para exposição em áreas públicas e em ambiente de trabalho. Os limites para áreas públicas correspondem a valores 50 vezes menores que os valores mínimos com algum efeito comprovado. Para ambientes de trabalho os níveis estabelecidos são maiores considerando que outras precauções necessárias foram tomadas.

Os limites de exposição estabelecem valores máximos permissíveis para os níveis de radiação absorvidos pelo corpo

humano. Organismos internacionais estabeleceram limites de exposição, com base em diversos estudos científicos.

Estes limites são adotados por vários países e as autoridades competentes têm a obrigação de fiscalizar o seu cumprimento.

No Brasil a ANATEL é responsável, entre outros fatores, por esta fiscalização e os limites adotados têm como base os níveis estabelecidos pelo ICNIRP (Comissão Internacional para Proteção Contra Radiação Não-Ionizante). Atualmente o único mecanismo confirmado como potencial gerador de efeitos prejudiciais à saúde resultantes da exposição à radiação de radiofrequência é o aquecimento dos tecidos biológicos (efeitos térmicos).

Com base nesse mecanismo, limites de exposição foram estabelecidos para a faixa que abrange as radiofrequências. Discussões sobre a abordagem utilizada para o estabelecimento de níveis ditos seguros são realizadas, uma vez que existe a possibilidade da ocorrência de efeitos não-térmicos e efeitos a longo prazo.

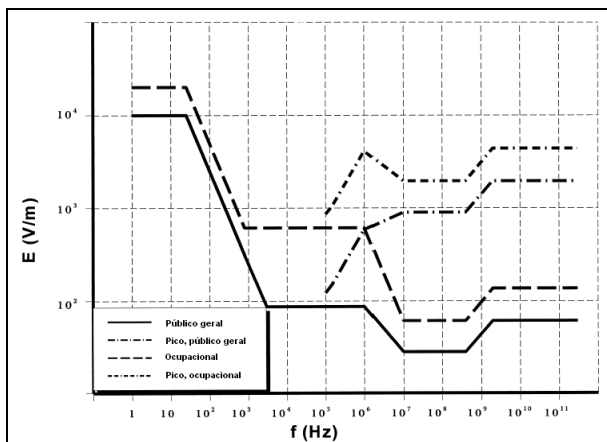


Fig. 1. Limites de exposição ao Campo Elétrico [3].

H. Organismos Nacionais e Internacionais

\*ABRICEM - Associação Brasileira de Compatibilidade Eletromagnética. Participação destacada no processo de adoção de normas internacionais pela ANATEL.

\*ANATEL – Agência Nacional de Telecomunicações. Regulamento sobre limitação da exposição a campos elétricos, magnéticos e eletromagnéticos na faixa de radiofrequências entre 9 kHz e 300 GHz. (Anexo à resolução nº 303 de 2 de julho de 2002).

\*ICNIRP - Comissão Internacional de Proteção Contra Radiações Não Ionizantes. Estabelecimento de padrões e limites de referência para as radiações não ionizantes adotados pela maior parte dos países do mundo, inclusive o Brasil através da Anatel.

\*MMF - Mobile Manufacturers Fórum. Organização internacional dos fabricantes de equipamentos para sistemas celulares.

\*WHO (OMS – Organização Mundial de Saúde) Projeto EMF da Organização Mundial da Saúde. Link para base de dados com estudos da OMS e do IEEE.

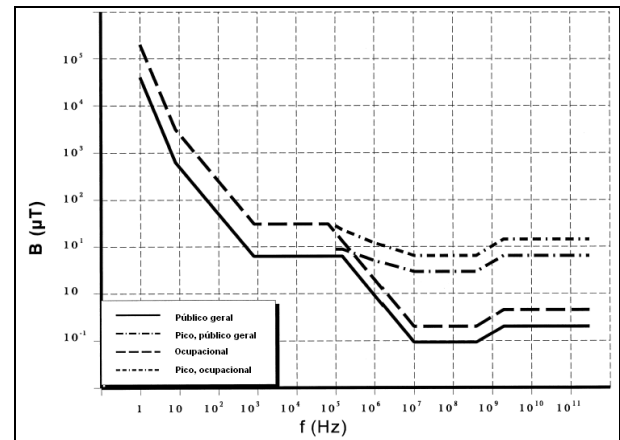


Fig. 2. Limites de referência Campo Magnético [3].

V. ESTUDO DE CASOS

Apresentam-se nesta seção cinco casos de medições realizadas em diversas regiões da grande Belo Horizonte. A finalidade desta apresentação é representar através de gráficos e tabelas níveis de densidade de potência medidos pré-instalação e pós-instalação.

Desta forma torna-se possível a comparação de níveis de radiação existentes nos locais e os acréscimos devidos à ativação das antenas bem como uma comparação com os limites estabelecidos pela ANATEL. Adotou-se como referência, o valor para o pior caso, sendo este, para a faixa de 824 MHz a 894 MHz, 435 µW/cm<sup>2</sup> e para a faixa de 1775 MHz a 1880 MHz, 935 µW/cm<sup>2</sup>.

A. Caso 1

ERB composta por 3 setores de antenas a serem fixadas em suportes metálicos nas fachadas e equipamentos para transmissão de dados nas tecnologias TDMA e GSM, instalados em uma das lojas do edifício comercial.

Os resultados das medições podem ser vistos na Fig. 3 e Tab. I.

TABELA I  
VALORES DE MEDIÇÕES PRÉ E PÓS INSTALAÇÃO PARA O CASO 1.

CASO 1 (Pontos)	PRÉ [µW/cm <sup>2</sup> ]	PÓS [µW/cm <sup>2</sup> ]	LIMITE ANATEL [µW/cm <sup>2</sup> ]
1	102	163	435
2	52	70	
3	60	79	
4	64	77	
5	59	81	
6	57	68	
7	58	73	
8	75	73	
9	55	76	
10	57	66	
11	51	82	
12	75	86	
13	73	86	
14	51	67	



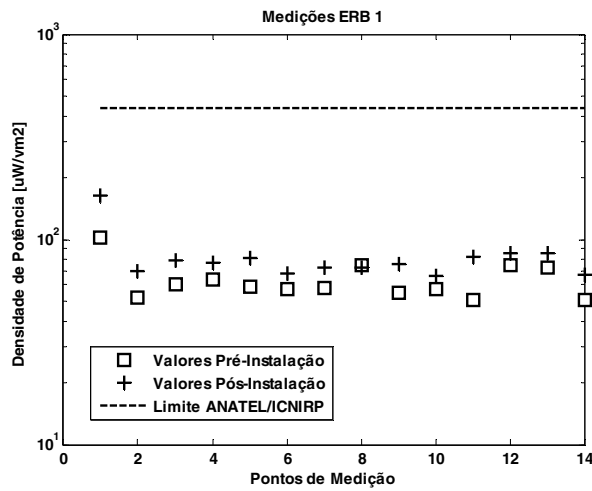


Fig. 3. Valores obtidos nas medições para o caso 1.

**B. Caso 2**

ERB composta por 2 equipamentos RBS e 3 setores de antenas a serem fixadas em um mastro metálico a instalar no topo de uma edificação existente.

Os resultados das medições podem ser vistos na Fig. 4 e Tab. II.

TABELA II  
VALORES DE MEDIÇÕES PRÉ E PÓS INSTALAÇÃO PARA O CASO 2.

CASO 1 (Pontos)	PRÉ [ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ]	PÓS [ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ]	LIMITE ANATEL [ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ]
1	140	146	435
2	36	66	
3	35	64	
4	36	69	
5	34	74	
6	36	76	
7	38	76	
8	37	77	
9	38	71	
10	39	84	

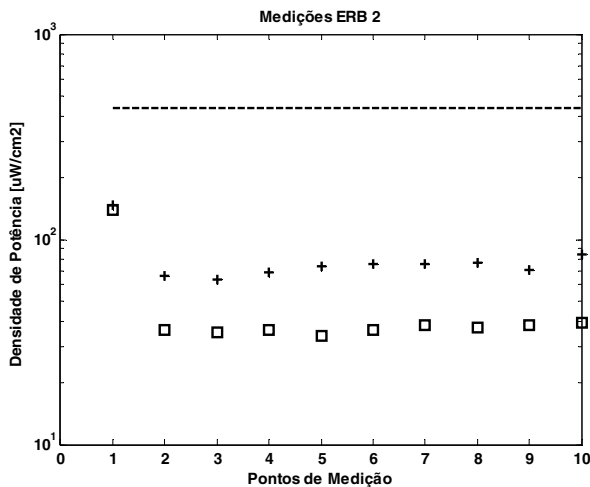


Fig. 4. Valores obtidos nas medições para o caso 2.

**C. Caso 3**

ERB composta por 3 antenas a serem fixadas em um poste metálico de 40 metros de altura e os equipamentos serão

instalados sobre o terreno.

Os resultados das medições podem ser vistos na Fig. 5 e Tab. III.

TABELA III  
VALORES DE MEDIÇÕES PRÉ E PÓS INSTALAÇÃO PARA O CASO 3.

CASO 1 (Pontos)	PRÉ [ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ]	PÓS [ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ]	LIMITE ANATEL [ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ]
1	90	132	435
2	48	75	
3	51	78	
4	49	70	
5	58	63	
6	52	70	
7	51	62	
8	54	65	
9	77	80	
10	58	65	

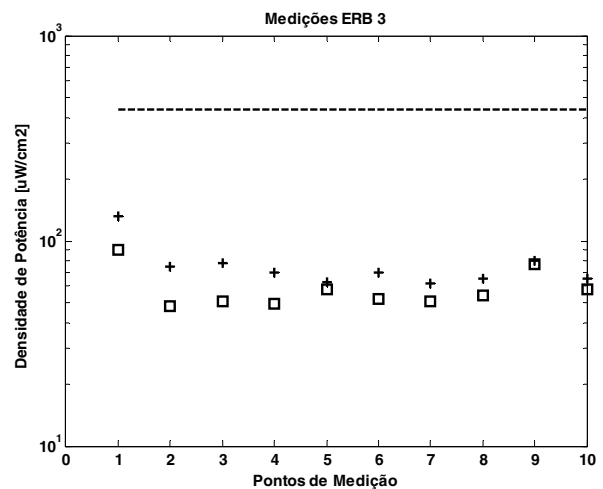


Fig. 5. Valores obtidos nas medições para o caso 3.

**D. Caso 4**

ERB composta por 5 gabinetes metálicos e 3 antenas sustentadas por mastro metálico de 6 metros a instalar no topo de uma edificação existente.

Os resultados das medições podem ser vistos na Fig. 6 e Tab. IV.

TABELA IV  
VALORES DE MEDIÇÕES PRÉ E PÓS INSTALAÇÃO PARA O CASO 4.

CASO 1 (Pontos)	PRÉ [ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ]	PÓS [ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ]	LIMITE ANATEL [ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ]
1	90	132	435
2	48	75	
3	51	78	
4	49	70	
5	58	63	
6	52	70	
7	51	62	
8	54	65	
9	77	80	
10	58	65	

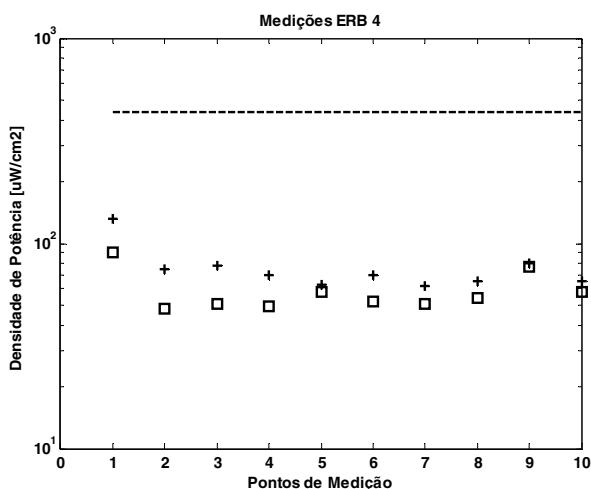


Fig. 6. Valores obtidos nas medições para o caso 4.

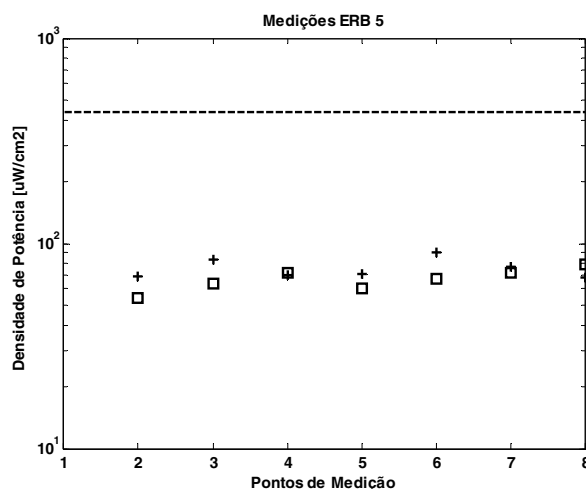


Fig. 7. Valores obtidos nas medições para o caso 5.

E. Caso 5

ERB composta por 3 antenas a serem fixadas em um poste metálico de 30 metros de altura e os equipamentos serão instalados sobre o terreno..

Os resultados das medições podem ser vistos na Fig. 7 e Tab. V.

F. Análise dos Resultados

Pode-se observar, através dos gráficos e tabelas anteriores, referentes aos casos reais, alguns aspectos de grande importância para uma análise das radiações eletromagnéticas observadas.

Os valores referentes aos níveis de densidade de potência medidos pré-instalação e pós-instalação são praticamente os mesmos, em alguns casos, são exatamente iguais.

Os valores obtidos nas medições são centenas de vezes menores que o valor adotado como limite, sendo este valor, o para o pior caso.

Os gráficos foram construídos em escala logarítmico, visto que em outra escala, os valores demonstraram tamanha discrepância que os gráficos tornaram-se pouco esclarecedores, dificultando uma posterior avaliação.

TABELA V  
VALORES DE MEDIÇÕES PRÉ E PÓS INSTALAÇÃO PARA O CASO 5.

CASO 1 (Pontos)	PRÉ [ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ]	PÓS [ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ]	LIMITE ANATEL [ $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ]
1	60	86	435
2	54	69	
3	64	83	
4	72	70	
5	60	71	
6	67	90	
7	72	77	
8	79	68	

VI. CONCLUSÕES

O receio por parte da opinião pública é fato inegável. Dúvidas quanto aos possíveis danos para a saúde pública é um fato gerador de freqüentes pesquisas e estudos sobre radiações. Discussões em fóruns nacionais e internacionais e trabalhos junto aos organismos públicos fazem parte desta realidade.

A radiação eletromagnética não é mais que energia emitida por uma determinada fonte, a uma determinada freqüência. Campos eletromagnéticos são parte do espectro de radiação. Para que os efeitos possam ser estudados é necessário, antes de tudo, a distinção entre os tipos ionizantes e não-ionizantes.

Diariamente estamos rodeados por diversas fontes de campos eletromagnéticos: televisores, rádios, fornos de microondas, chuveiros elétricos, secadores de cabelo, aspiradores de pó e o próprio sol. A geração de um campo eletromagnético ocorre sempre que há passagem de corrente elétrica em um condutor e a quantidade de campo magnético pode ser mensurada pela densidade do fluxo.

Estações rádio-base de telecomunicações possuem valores de densidade de fluxo magnético inferiores a valores medidos em alguns eletrodomésticos.

Os aparelhos de telefonia celular funcionam com microondas de baixa intensidade e suas transmissões e recepção de sinais de estações utilizam baixas potências. Várias células são utilizadas para "iluminar" uma área, visto que utilizam baixos valores de potência e que atenuações encontram-se presentes. As estações rádio-base são projetadas considerando limites pré-estabelecidos, proporcionado exposições em níveis seguros.

REFERÊNCIAS

[1] INTERNATIONAL Radiation Protection Association. Acesso em 15 de Dezembro de 2006. Disponível em: <<http://www.irpa.net>>.  
 [2] ICNIRP guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz). Acesso em 16 de Dezembro de 2006. Disponível em: <<http://www.icnirp.org/documents/emfgdl.pdf>>.

- [3] LIN, J. C. Cellular-phone radiation effects on cancer in genetically modified mice. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 44, n. 6, December 2002.
- [4] SCHÜZ, J. et al. Cellular telephone use and cancer risk: Update of a nationwide danish cohort. *Journal of the National Cancer Institute*, v. 98, n. 23, December 2006.
- [5] PETERSEN, R. C.; TESTAGROSSA, P. A. Radio-frequency electromagnetic fields associated with cellular-radio cell-site antennas. *Bioelectromagnetics*, v. 13, 1992.
- [6] THANSANDOTE, A.; GAJDA, G. B.; LECUYER, D. W. Radiofrequency radiation in five vancouver schools: exposure standards not exceeded. *Canadian Medical Association Journal*, v. 160, 1999.
- [7] SCÜTZ, J. et al. Cellular Phones, Cordless Phones, and the Risks of Glioma and Meningioma. Interphone Study Group, Germany. Acesso em 16 de Dezembro de 2006. Disponível em: <<http://www.iarc.fr/ENG/Units/RCAL.html>>.
- [8] CHRISTENSEN, H. C. et al. Cellular telephones and risk for brain tumors: A population-based, incident case-control study. *Neurology*, v. 64, n. 7, 2005.
- [9] IEEE C95.1-1999. Standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 kHz to 30 GHz. [S.l.].
- [10] LIN, J. C. Health effects - effects of cell-phone radiation on lymphoma-prone mice. *IEEE Microwave Magazine*, v. 4, n. 2, June 2003.

**Carlos Henrique Silva Figueiredo** nasceu em Belo Horizonte, em 6 de janeiro de 1971.

Possui graduação em Engenharia de Telecomunicações pelo Centro Universitário de Belo Horizonte (UNI-BH) (2005), curso de especialização em Redes de Telecomunicações pela Universidade Federal de Minas Gerais (2008). É funcionário da Gerência de Engenharia de Rede da Empresa de Informática e Informação do Município de Belo Horizonte S/A – PRODABEL, atualmente responsável pelo licenciamento do Serviço de Comunicação Multimídia junto à ANATEL. Tem experiência em implantação de Estações Rádio-base, licenciamento, microondas, propagação de ondas eletromagnéticas, radiação eletromagnética, projetos de cabeamento estruturado e gerenciamento de projetos.

**Glaucio Lopes Ramos** nasceu em Vitória, ES, em 29 de junho de 1974.

Possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais (1999), mestrado em Ciências em Engenharia Elétrica pela Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (2001) e é doutorando em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais desde 2007.

Desde setembro de 2010 é Professor Assistente I da Universidade Federal de São João del-Rei, Campus Alto Paraopeba (UFSJ/CAP). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Teoria Eletromagnética, Microondas, Propagação de Ondas, Antenas, atuando principalmente nos

seguintes temas: Eletromagnetismo Aplicado, Antenas, Sistemas Celulares, Propagação de Ondas Eletromagnéticas e Comunicações Móveis.

Ganhou três prêmios (SBMO/IEEE MTT-S 2001, SEPEX Uni-BH 2006 e SIC UFOP 2006) por trabalhos relevantes na área de Engenharia.

**Paulo Tibúrcio Pereira** nasceu em Dores do Indaiá, MG, em 22 de abril de 1962.

Possui graduação em Engenharia Elétrica e mestrado em Tecnologia pelo CEFET-MG. Durante cinco (5) anos, trabalhou como engenheiro de desenvolvimento de testes e probe, na Sid Microeletônica SA, desenvolveu oito softwares para testes de semicondutores utilizando linguagem "C" e equipamentos Teradyne. Foi supervisor da Lindgren RF Enclosures Inc. por sete anos, tendo realizado vinte projetos com montagens e testes de blindagens de radiofrequência, no Irã, Colômbia, Venezuela, Equador e Brasil. Durante cinco anos, trabalhou como projetista de RF da Telemig Celular SA, desenvolveu vinte e cinco projetos de ampliações e vinte e sete otimizações da rede de telefonia móvel celular utilizando bases de dados georeferenciados e as ferramentas de predição de RF: Celplanner, Planet e dB Planner. Atualmente, é professor e pesquisador na área de Engenharia Elétrica e Telecomunicações na Universidade Federal de São João del-Rei. Suas pesquisas incluem predições de radiofrequência, testes de semicondutores, medidas de parâmetros geofísicos, geoprocessamento e utilização de RF para estudos de artefatos arqueológicos.

Ganhou três prêmios (Belzer 1986, SEPEX UNIBH 2006 e SIC UFOP 2006) por trabalhos relevantes na área de engenharia. Possui uma técnica registrada no INPI e quatro produtos tecnológicos.

**Moacir de Souza Júnior** nasceu em Itaúna, MG, em 27 de setembro de 1971.

Possui graduação em Engenharia Elétrica pelo Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (1998), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais (2000) e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais (2004). Foi coordenador dos Cursos de Engenharia de Telecomunicações e Elétrica do Centro Universitário de Belo Horizonte - UNIBH de 2003 a 2007. Atualmente é professor Adjunto I da Universidade Federal de São João del-Rei. Área de atuação: Eletromagnetismo aplicado (compatibilidade eletromagnética).

**Carlos Soares Queiroz** possui graduação em Engenharia Eletrônica com Major em Telecomunicações pelo CREI/NYIT (1966), título de Professional Engineer, State of Califórnia (1968), curso de Engenharia de Segurança do Trabalho pela Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais (1974), Curso de Projetos, Instalação e Manutenção de Sistemas de HF/VHF/MO pelo NARDA - USA (2001), Curso de RF SAFETY e Certificado FCC.

Tem experiência em projetos, testes de propagação, instalação de VHF/MO, alinhamento e controle de qualidade de equipamentos de transmissão e sistemas irradiantes, avaliação ambiental de radiações não-ionizantes, projeto, instalação e manutenção de equipamentos de comunicação "Power Line Carrier". Empresas: CEMIG, Bechtel, GE, Auso Italtel, Leeds & Northrup, Motorola, EPC, Mendes Júnior.

# Análise de cobertura de RF em um sistema GSM/EDGE utilizando o plugdata MG100

Diego Fernandes Sales & Alfredo Gomes Neto

**Abstract**— This work aims to analyze the RF coverage of a GSM/EDGE network located in João Pessoa, PB, Brazil. It was used *PlugData* MG100, a low cost GSM/EDGE modem, as an alternative mobile measurement tool. From the *Mobile Measurement Reports* (MMRs) RF coverage and the handover process are analyzed. This work analyzes only data referent to the serving cell and the two closest neighboring cells. The results were analyzed according to inter and intra-cell handover. It was identified quality of service issues related to the serving cell in the suburban areas. The signal level behavior was satisfactory in the open rural area outstanding the frequency planning aspect.

**Index Terms**— GSM/EDGE, handover, MMRs, *PlugData* MG100.

**Resumo**—Este trabalho tem o objetivo de analisar a cobertura de RF de uma rede GSM/EDGE na cidade de João Pessoa, PB, Brasil. Foi utilizado o *PlugData* MG100, um modem GSM/EDGE de baixo custo, como ferramenta alternativa para medições em ambiente móvel. A partir do *Mobile Measurement Reports* (MMRs) são analisados tanto a cobertura de RF como *handovers*. Aqui serão analisados apenas dados referentes à célula servidora e as duas células vizinhas mais próximas. Os resultados foram analisados de acordo com o *handover* inter e intra-célula. Foram identificadas questões relativas à qualidade de serviço em relação à célula servidora nas áreas suburbanas. O nível do sinal mostrou-se satisfatório na região rural destacando-se o planejamento de frequências.

**Palavras chave**— GSM/EDGE, handover, MMRs. *PlugData* MG100.

## I. INTRODUÇÃO

Os sistemas móveis celulares atuais são compostos segundo uma estrutura de células hierárquicas com células de diferentes raios de cobertura e capacidade, em que células grandes e pequenas cobrem uma mesma região.

Os primeiros sistemas de telefonia móvel se caracterizavam por cobrir vastas regiões onde a potência de seus transmissores era elevada, sendo impossível fazer o reuso de frequências, pois resultava em problemas de interferência [1]-[2]. Os sistemas baseados em células utilizam reuso de frequências fazendo uso de vários transmissores de baixa potência. O primeiro sistema celular, predominantemente analógico, surgiu na Escandinávia, chamado de *Nordic Mobile Telephone* (NMT) no início da década de 80. Este sistema

trabalhava em duas frequências distintas: 450 MHz e 900 MHz. Mais tarde, nos Estados Unidos, surgiu o padrão AMPS (*Advanced Mobile Phone Service*) utilizando a banda de 800 MHz. Ainda, na mesma década, surgiu o ETACS (*European Total Access Communications System*) na Europa, baseado no protocolo AMPS, mas trabalhando na frequência de 900 MHz com canais de largura de banda de 25 KHz. O AMPS possuía canais de 30 KHz [1]. Possuíam também baixa capacidade e utilizavam o espectro de frequências de forma ineficiente. Em seguida, surgiu o sistema de segunda geração, denominado 2G, chamado de NA-TDMA (*North American Time Division Multiple Access*) também chamado de D-AMPS (*Digital Advanced Mobile Phone Service*) que mantinha compatibilidade com a arquitetura e canalização do sistema AMPS. Mais tarde o D-AMPS foi padronizado pela EIA (*Electronics Industries Alliance*) e pela TIA (*Telecommunications Industry Association*). O padrão passou a se chamar IS-54 e mais tarde, com a adoção de novos serviços, foi intitulado IS-136, sendo amplamente adotado no Brasil até o início dos anos 2000. A partir de 1991, surgiu o GSM (*Global System for Mobile Communication*) melhorando a capacidade e eficiência espectral em relação aos sistemas anteriores. Inicialmente a faixa de frequência atribuída ao sistema era de 900 MHz, mais tarde, foram incluídas as faixas de 1800 MHz e 1900 MHz, como também a faixa de 850 MHz. A tecnologia EDGE surgiu como uma evolução do padrão GSM/GPRS utilizando a mesma portadora de 200 KHz expandindo a capacidade de transmissão por dados nestas redes. Na mesma época, surge outro padrão de segunda geração denominada CDMA, utilizando a mesma frequência para todos os usuários localizados em uma célula, mas separando-os por códigos distintos. Com o advento dos sistemas 3G (WCDMA, HSPA e HSPA+), a capacidade do sistema celular sofre uma grande melhora e novos serviços são oferecidos aos usuários. Até 2013, a tecnologia LTE, considerada 4G, estará consolidada e oferecendo taxas de transmissão de até 100 Mbits/s [3]. Salienta-se ainda a principal tecnologia concorrente das operadoras móveis: o WiMAX móvel, lançado em 2005, que também é baseado em células. É necessário, pois, ferramentas para realizar a predição da área de cobertura destes sistemas, cada vez mais complexos e que coexistem entre si. É preciso, também, conhecer os mecanismos ligados à propagação das ondas eletromagnéticas que são a reflexão, a difração e o espalhamento os quais influenciam diretamente o sinal recebido pelas estações móveis. Por exemplo, em áreas urbanas o efeito da difração é marcante devido à presença de edifícios. Em áreas rurais, devido à predominância de linha de

Manuscrito recebido em 28 de dezembro de 2010; aceito em 20 de fevereiro de 2011.

D.F.Sales ([diegosal81@yahoo.com.br](mailto:diegosal81@yahoo.com.br)) pertence à Universidade Federal da Paraíba, Cidade Universitária, João Pessoa - PB - 58051-900. A.G.Neto ([alfredogomesjpa@gmail.com](mailto:alfredogomesjpa@gmail.com)) pertence ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, IFPB. Av. 1º de Maio, 720 - João Pessoa - PB - 58.015-430.

visada, os efeitos da difração são menos severos. Tanto para um sistema móvel instalado em uma área urbana como em uma área rural são empregados modelos específicos de propagação com o intuito de quantificar a intensidade de sinal recebida a uma dada distância do transmissor. Estes modelos, chamados de modelos de propagação *outdoor* estimam a perda de percurso – atenuação do sinal medida em dB – em uma determinada área. Geralmente, para se determinar a área de cobertura de um setor qualquer, utilizam-se os modelos de propagação consagrados (Okomura, Hata, COST-231 etc) como referência. O levantamento da cobertura de RF é feito por um equipamento específico visualizando-se a potência recebida neste a uma dada distância do transmissor. Existem também programas criados especialmente para análise de cobertura de uma dada região. Nestes sistemas o planejamento dos níveis de interferência é crucial. Há ferramentas computacionais destinadas ao planejamento de sistemas de segunda geração, mais simples em relação aos sistemas de terceira geração, fortemente concentradas no planejamento da cobertura e menos em aspectos de interferência. Ressalta-se então a importância de alternativas diferentes para se planejar um sistema móvel. Tudo vai depender da necessidade de cada usuário responsável pelo levantamento da cobertura ou projeto do sistema.

Assim, este trabalho tem o objetivo de analisar a cobertura de RF de um sistema GSM/EDGE em algumas regiões situadas na cidade de João Pessoa, Brasil, através de uma ferramenta alternativa simples e de baixo custo, o *PlugData* MG100, tendo como foco a análise do *handover* inter e intra-célula.

## II. MEDIÇÃO DE POTÊNCIA DE SINAIS

O *PlugData* MG100 é um modulador/demodulador portátil que permite ao usuário fazer experimentos práticos envolvendo comunicações móveis e telemetria utilizando tecnologia GSM/EDGE [4]. Há um módulo celular embutido no equipamento onde é inserido um SIM card podendo assim, receber o sinal apropriado da rede celular. O modem foi criado originalmente para ambientes fixos. Foi necessário, então, fazer uma adaptação para que o mesmo pudesse receber o sinal advindo das estações transceptoras (BTSs) conhecidas como sites [5]. Como o *PlugData* possui tensão de alimentação de saída de 12V, basta inseri-lo na saída de mesma tensão nos acendedores de cigarro de veículos automotivos. A tabela I exibe as principais características do modelo. A Fig.1 exibe o modem *PlugData*:

TABELA I  
CARACTERÍSTICAS DO PLUGDATA.

Tipo de Interface	Serial RS232
Conector da Interface	DB9
Dimensões	110x55x25 mm
Peso	140 g
Banda GSM	850/900/1800/1900 MHz (Quadriband)
Conector da Antena	SMA / Macho
Impedância da Antena	50 ohms



Fig. 1. Modem *PlugData* posicionado na parte superior do veículo.

Em seguida conecta-se o modem em um computador pessoal para visualização dos resultados usando o *Hyperterminal*. Para verificação do nível de potência do sinal que chega ao equipamento usa-se o comando AT, que diz respeito a uma linguagem de comandos criada para modems [6], [7]. Através destes comandos é possível, também, requisitar à rede a taxa de erro de bits, a identificação do modelo usado, a classe e a estação móvel GPRS, perfil de qualidade de serviço entre outras funções.

Outra forma de verificação do nível do sinal é por meio do MMRs (*Mobile Measurement Reports*). De acordo com as especificações do padrão GSM [8], o MMRs é uma grande fonte de informações para medição de sinais. Essas informações são enviadas à BTS a cada 480 ms e contém o nível de sinal da célula servidora e os seis canais mais fortes das células vizinhas mais próximas, [8], [10], [13]. O alcance do *Mobile Measurement Reports* está limitado para os valores compreendidos entre - 47 dbm e -110 dbm [10], [11]. Para acionar o MMRs, basta digitar o comando AT + CENG. As informações são exibidas da seguinte forma:

```
+CENG: 0,"0515,50,0,724,31,61,afeb,08,00"
+CENG: 1,"0517,40,61"
+CENG: 2,"0524,37,61"
```

Descrição de cada parâmetro da esquerda para direita: <célula>, <canal de frequência>, <nível recebido>, <qualidade recebida>, <código do móvel do país>, <código da rede móvel>, <código da identidade da estação base>, <identidade da célula>, <acesso mínimo de nível recebido>, <máxima potência transmitida>”.

De acordo com [9], para se obter o nível de potência sem o uso de um comando AT específico utiliza-se a equação abaixo:

$$\text{Nível de Recepção} = P_{\text{nível de recepção(dBm)}} + 110 \quad (1)$$

Através do MMRs é possível a observação do processo de *handover*. Neste trabalho são observados os dois tipos de *handover*: inter e intra-célula. O *handover* inter-célula ocorre da célula servidora para outra vizinha mais próxima quando o nível de recepção e/ou a qualidade de recepção são baixas na célula servidora e um melhor nível de recepção na célula vizinha, ou quando uma célula vizinha permite a comunicação

com um nível de potência menor do transmissor. Esta situação pode ocorrer quando o parâmetro qualidade recebida (RXQUAL) é baixo na célula que serve o móvel e quando este se encontra exatamente na borda da célula [8]. O parâmetro qualidade recebida representa a taxa de erro de bit (BER) num período de 0,5s. Os valores variam de 0 a 7 onde o valor 0 representa uma pequena ou nenhuma deterioração na qualidade do sinal recebido e o valor 7, uma grande probabilidade de queda de ligação[9]. Em todos os ambientes de medição utilizando o *PlugData MG100*, o valor de qualidade recebida foi sempre zero. O *handover* intra-célula ocorre de um canal/*timeslot* na célula servidora para outro canal/*timeslot* na mesma célula quando há uma baixa qualidade do sinal, mas com um nível de intensidade de sinal alta [8]. Isso mostra uma degradação causada por interferências. Este tipo de *handover* deve fornecer um canal com nível de interferência mais baixo. A seguir, serão analisadas três regiões distintas com suas respectivas ocorrências de *handover*.

III. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Fig.2 exibe a cobertura de uma região tipicamente suburbana:

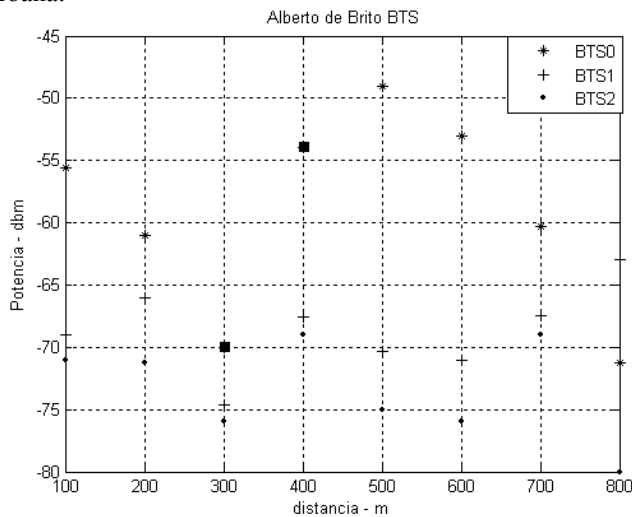


Fig. 2. Cobertura celular em região suburbana.

O gráfico da Fig.2 exibe os sinais recebidos da BTS servidora designada por BTS0 na legenda e das duas BTS vizinhas mais próximas designadas pelos símbolos BTS1 e BTS2 respectivamente. O trajeto percorrido segue em direção à cobertura da BTS vizinha mais próxima (BTS1). O símbolo ■ é utilizado para indicar que há uma mudança de canal de frequência executada pela BTS que serve o móvel. O processo de *handover* tem início a 300 metros da BTS0. Há uma queda de aproximadamente 14db de potência em relação ao primeiro valor medido onde o canal alocado à BTS servidora é o mesmo que servia a célula vizinha BTS1. Neste trecho há uma região de sombra formada por uma edificação representada pela Fig.3. Possivelmente neste trecho, há uma modificação de setor. Salienta-se que este canal da BTS1 vizinha possuía qualidade inferior [5]. Nos próximos 100 metros há novamente outra mudança de canal, desta vez com uma

melhora significativa na qualidade do sinal. Outra análise vale a pena ser destacada: à medida que a potência do sinal recebido decresce no canal de frequência que serve o móvel, percebe-se um aumento de potência no canal adjacente da BTS1 vizinha recebida no móvel (a partir de 600 metros). Esse é o momento em que ocorrerá o *handover* inter – célula.



Fig.3. Região de cobertura da BTS Alberto de Brito. A seta representa a edificação como área de sombra.

Em seguida escolheu-se um caminho alternativo em direção à mesma BTS1 vizinha para análise de qualidade de serviço, onde o móvel está sendo servido pela mesma BTS servidora da Fig.2. A Fig.4 exibe a região de cobertura:

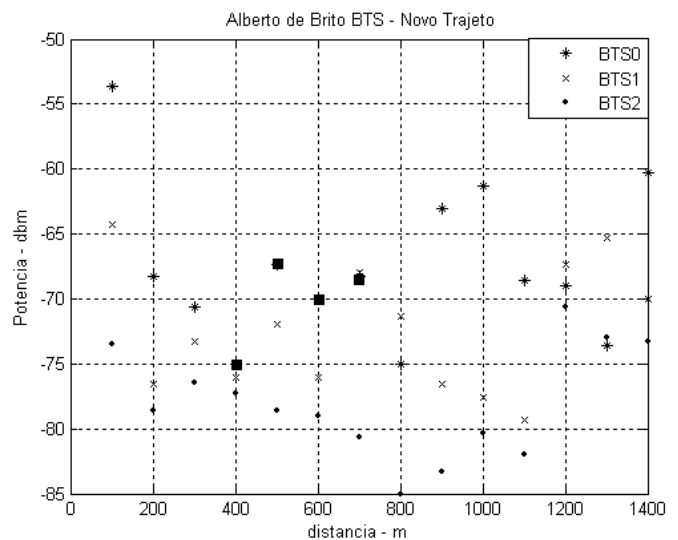


Fig. 4. Cobertura de região suburbana alternativa.

A partir de 700 metros da BTS0 ou 400 metros a partir do início do segundo trajeto, há uma troca de canal entre a servidora e a vizinha, apesar da potência que chega ao móvel oriunda da BTS1 vizinha ser menor do que a da BTS servidora. A mesma situação ocorre nos próximos *handovers*. Esta ocorrência indica a probabilidade de um cenário não otimizado para esta célula segundo [14]. Novamente, de acordo com [14], nem sempre a célula em que a unidade móvel está localizada é a melhor servidora com relação à qualidade. Isso se dá pela dificuldade de controle sobre as áreas de cobertura de uma determinada célula em conjunção

com suas vizinhas sob efeito de carga. Isto pode ser observado em alguns trechos do gráfico acima. Lembrando que o *handover* intra-célula ocorre quando a qualidade do sinal que serve o móvel é baixa devido a interferências. Conclui-se, a partir da análise dos gráficos acima exibidos, que o móvel ao percorrer o segundo trajeto possui uma pior qualidade de sinal em relação ao primeiro percurso. Percebe-se também que o nível de potência recebido pelo móvel oriundo das BTSs vizinhas é menor em relação ao trajeto original. Na Fig.5, a cobertura de RF de outra região é exibida. A BTS, denominada João Machado, corresponde à BTS1 da Fig. 2:

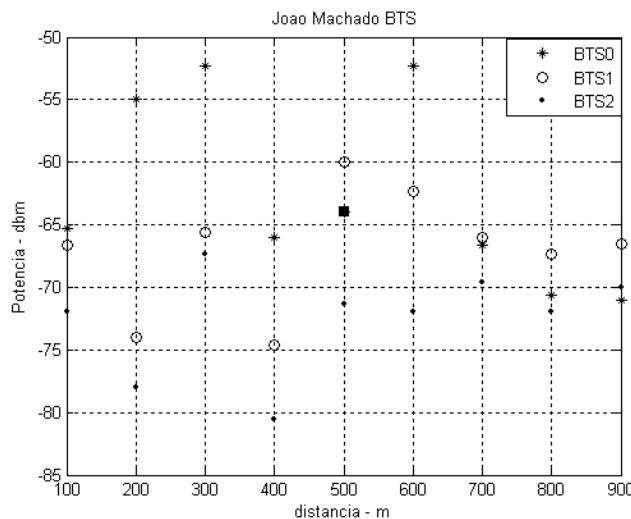


Fig.5. João Machado BTS.

O símbolo ■ indica a única ocorrência de *handover* da área de cobertura representado na Fig. 6. Os resultados mostram uma queda repentina do nível do sinal a 400 metros da BTS0. O equipamento móvel localizava-se em frente a uma edificação de altura média no momento do *handover*. A presença de vegetação contribui também para a atenuação do sinal na região [5]. Nota-se a partir do gráfico acima (500 metros da BTS0) que o nível do sinal da BTS1 é maior do que na BTS0, permanecendo desta maneira até o móvel atingir a borda da célula a 900 metros da BTS0. Nos próximos 100 metros ocorre o *handover* inter-célula.



Fig. 6. Edificação próxima à estação móvel onde ocorre o *handover*.

A seguir a Fig.7 apresenta a cobertura de RF de uma região aberta:

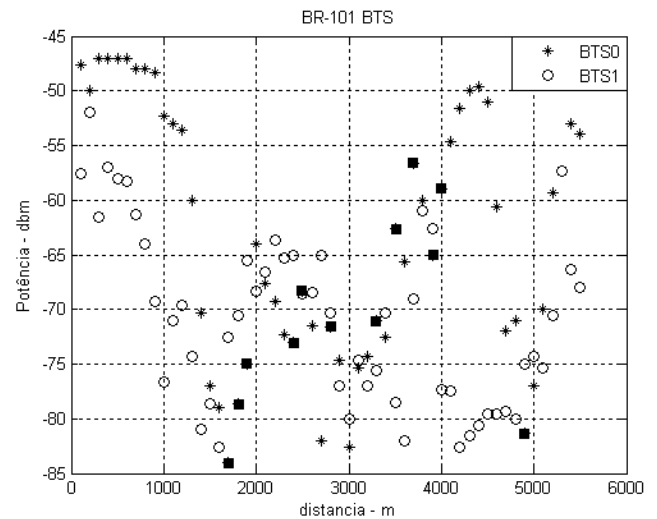


Fig.7. Cobertura de RF de uma área aberta.

Nesta área, não se buscou identificar o início de cobertura da BTS vizinha, limitando-se apenas à análise do sinal da BTS servidora e de sua vizinha mais próxima. Pelo gráfico acima é possível verificar que o nível de potência permanece constante no trecho que vai de 300 a 600 metros da BTS0, apresentando os melhores níveis de potência de região analisada. O móvel se mantém sintonizado num mesmo canal por um longo tempo. Nota-se que a partir de 900 metros da BTS0 o móvel sofre contínuas atenuações, em que estas começam a ocorrer a partir do momento em que o terreno começa a ficar inclinado. Pode-se verificar, por exemplo, um decréscimo de potência de aproximadamente 31 dB entre 900 e 1600 metros até a ocorrência do primeiro *handover* a 1700 metros da BTS servidora.

Uma observação que vale a pena ser feita diz respeito ao longo percurso em que a qualidade do sinal recebida da BTS1 vizinha é superior àquela recebida pela BTS servidora. Tem início no momento em que acontece o primeiro *handover* do trajeto de medição e continua por pouco mais de 1 km. Vale lembrar que as BTSs vizinhas são as candidatas ao *handover*. Mesmo assim, não há ocorrência de *handover* e a conexão com a BTS servidora é mantida [5]. O símbolo ■ representa ocorrência de *handover*. A Fig. 8 exibe parte do ambiente de medição 4000 metros a partir da BTS servidora:





Fig. 8. Ambiente aberto.

#### IV. CONCLUSÕES

Ao analisar a região suburbana, apesar do primeiro trajeto escolhido servir melhor um receptor móvel atravessando essa região, não significa dizer que os usuários que eventualmente possam trafegar pela nova rota escolhida, que é servida pela mesma BTS, terão problemas com relação à qualidade das ligações. Para análise de qualidade de serviço e do processo de *handover*, outro percurso alternativo poderia também ser escolhido em direção à BTS vizinha mais próxima.

A região aberta/rural apresentou alto índice de *handovers* intra-célula. Segundo [14], quanto mais extensas as áreas de cobertura, mais difícil a otimização do melhor servidor e sua respectiva lista de vizinhos. Canais de frequência alocados apresentavam níveis de potência inferiores em relação à BTS1 vizinha. A não otimização da rede, como citado anteriormente, ou estratégias relacionadas ao gerenciamento desta rede poderiam ser a razão destes *handovers*. O equilíbrio de carga entre as BTSs seria uma solução prática de acordo com [15]

A partir dos resultados obtidos comprova-se a aplicabilidade do modem *PlugData* quanto este se refere ao comportamento e análise de potência de sinais em casos específicos. Existem equipamentos no mercado, semelhantes ao *PlugData* MG100, que já vêm com um GPS acoplado, facilitando o processo de medição no que diz respeito às distâncias percorridas. Apesar de serem um pouco mais caros do que o *PlugData*, ainda são bem mais baratos do que os equipamentos usados em telecomunicações para análise de sinais

#### REFERÊNCIAS

- [1] T.S Rappaport, "Introduction to Wireless Communication Systems", Prentice Hall, 1996.
- [2] J. Korhonen, "Introduction to 3G Mobile Communications", Boston, London, Artech House, 2003.
- [3] H. Holma and A. Toskala, "WCDMA for UMTS - HSPA Evolution and LTE", fourth edition, John Wiley & Sons, 2007.
- [4] Guia Rápido de Instalação *Plugdata* MG 100, versão EP, 2007.
- [5] D. F. Sales, "Análise de *handover* inter e intra-célula em um sistema de telefonia celular através de método de medição simplificado", dissertação de mestrado, Dept. de Pós-Graduação em Eng. Elect. e Eng. da Computação Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2009.
- [6] *SIM300D AT Commands Set Software Specification*, version 01.00, 2006.
- [7] *GSM AT Commands Reference Guide*, revision A, 2003.
- [8] *Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio Subsystem Link Control (GSM 05.08 version 6.3.0 Release 1997)*.
- [9] A. Szarota, "Design and Evaluation of an Automatic Adjacency Planning Algorithm used for IRATHO between UMTS and GSM Systems", master's thesis, School of Information and Communications Technology, 2007.
- [10] A. Kuurne, "Mobile Measurement based Frequency Planning in GSM Networks", master's thesis, Helsinki University, 2001.
- [11] R. Barco, F. J. Cañete, L. Diez, R. Ferrer, V. Wille, "Analysis of Mobile Measurement-Based Interference Matrices in GSM Networks", Universidad de Málaga, IEEE, 2001.
- [12] V. Wille, A. Kuurne, S. Burden, D. Greg, R. Barco, "Simulations and Trial Results for Mobile Measurement Based Frequency Planning in GERAN Networks", Universidad de Málaga, 2002.
- [13] H. Timo, R. Javier and M. Juan, "GSM, GPRS and EDGE Performance-Evolution Towards 3G/UMTS", second edition, John Wiley & Sons, 2003.
- [14] R.B.V.Oliveira, "Planejamento de Redes UMTS e Aspectos de Interoperabilidade com Redes GSM/GPRS/EDGE", Dissertação de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio De Janeiro - PUC-RIO, 2007.
- [15] S. Jochen, "Mobile Communications", 2nd edition, Wesley, 1999.

**Diego Fernandes Sales** nasceu em João Pessoa, PB, em 28 de maio de 1981. Recebeu os títulos de Tecnólogo em Sistemas de Telecomunicações pelo Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB) em 2006 e Mestre em Engenharia Elétrica e de Computação pela Universidade Federal do Rio Grande do Norte (2009).

Trabalhou como professor efetivo do IFPB, Campina Grande, PB, nas áreas de Sistemas Digitais, Eletricidade e Eletrônica analógica (2010). Trabalhou como professor da Pós-Graduação em Desenvolvimento para Dispositivos Móveis e na Pós-Graduação em Segurança da Informação nas áreas de Técnicas de Transmissão em Redes Móveis e Segurança em Técnicas de Transmissão (2010). Atualmente é tecnólogo/analista de Tecnologia da Informação da Universidade Federal da Paraíba. Tem interesse nas áreas de Comunicações Móveis, Propagação de ondas e Comunicações Digitais.

**Alfredo Gomes Neto** nasceu em João Pessoa, PB, Brasil. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande (atual UFCG), 1986, onde também fez o seu mestrado, M.Sc., 1989, e o seu doutorado, D.Sc., 1994, todos em engenharia elétrica e na área de micro-ondas. Em 1993, realizou parte do seu D.Sc. (doutorado) na ENSEEIHT, INPT, Toulouse, França, para onde voltou em 2005, durante o pós-doutorado.

Desde 1989 é professor do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, IFPB. Em 1994, onde foi um dos fundadores do Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado, GTEMA. Ele é membro da Sociedade Brasileira de Microondas e Optoeletrônica, SBMO, e do *Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc IEEE*. Seus interesses de investigação incluem a teoria eletromagnética, micro-ondas, propagação de ondas, antenas e métodos numéricos.

# Development and Implementation of a Third Party Call Parlay X API for Application Development in NGN

Rodrigo Pimenta Carvalho & Antônio Marcos Alberti

**Abstract**—The search for technologies to develop value-added services in Next Generation Networks created what is being called Information and Communication Technologies convergence or ICT. The success of such convergence will depend on, among other factors, adequately opening NGN capacities to support value-added applications development by IT community. Open APIs such like OSA/Parlay and Parlay X are being considered the “bridges” between both worlds. Despite such APIs, there are other technologies and several possible paths involved in this task. In this scenario, our paper firstly shows how next generation converged networks and its functionalities can be exposed properly to someone else, through Parlay X interfaces, implemented in Web-Services-based application gateways. Therefore, this paper comes to fulfil the lack of literature regarding methodology for value-added applications development in NGN. Secondly, we developed and implemented a Third Party Call Parlay X API inside a Parlay X gateway emulator to demonstrate how useful a gateway emulator could be in order to provide quick and correct design and implementation of NGN applications. Finally, we discuss the results obtained.

**Index Terms**—Service Creation, Value-Added Services, Web Services, Parlay X and NGN

## I. INTRODUCTION

The technological convergence toward an *Internet Protocol* (IP) network is being considered a landmark without return. Such convergence allows more flexibility, development speed, money saving, services diversification, interactivity and network access spray, besides a whole world of new opportunities. Looking at this scenario, and concerned with the invoices reduction, telecommunications companies have fomented new technologies development, able to modernize their services staffs and applications. One of the main proposals, according to this, is the exposure of the telecommunications networks services and capabilities through gateways implementing open *Application Programming Interfaces* (APIs), such as: *Parlay/OSA* [1] and *Parlay X* [2].

The aim is that, through those APIs, a significant amount of software developers will get together with the Telecommunication industry, bringing new and creative applications. Currently, the experienced professionals in Information Technology, with the software development technologies, such as *Java* [3], *eXtensible Markup Language* (XML) [4], *JavaServer Pages* (JSP) [3], and *Web Services* [5] complete the new

companies outsourced job’s environment, because they, themselves, bring knowledge, that are not in the Telecommunications professionals’ domain.

On the other hand, *Information Technology* (IT) professionals seeking entering the Telecommunications market, but without having skills about the technologies from this market, need the common interfaces, which make possible to request telecommunications services. Therefore, the APIs that describe the companies capabilities (and the domain about using them) are the “bridges” between the IT and Telecommunications worlds. It is the IT/Telecom or *Information and Communication Technologies* (ICT) convergence. We will discuss ICT convergence on Subsection I-A, presenting how both worlds could be integrated using application server gateways in a next generation network scenario.

The motivation for this work arose when we became interested in *Next Generation Networks* (NGNs)[6]. More specifically, we were interested in developing *Value-Added Services* (VAS)<sup>1</sup> for standardized NGNs, such like *International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector* (ITU-T) *Next Generation Networks Global Standards Initiative* (NGN-GSI) [7][8] and/or *3rd Generation Partnership Project* (3GPP) *IMS* [9]. At that time, the main difficulty was to find out which path to follow, since there is a great quantity of possible technologies involved in this task, not only in IT world, but also in telecommunication world. Therefore, we studied several candidate technologies for NGN and IMS applications/services development in a 2007 [10]. In Subsection I-B we briefly presents such technologies in the context of this work. This 2007 study pointed that it was necessary a new investigation about how NGN functionalities and resources could be exposed properly to IT domain. In this paper, we present the path we follow to reach convergent networks service stratum, i.e., to use standardized Parlay X APIs, through Parlay X interfaces, implemented in Web-Services-based application gateways. The paper aims to fulfil the lack of literature regarding methodology for NGN value-added services development.

With Parlay X APIs in mind, we started to choose a service to implement. Of course, it must be a service that could allow interesting applications development in IT world. But also, we were interested in invoke such service using NGN functionalities and resources at service stratum. To

Manuscrito recebido em 21 de setembro de 2010; aceito em 29 de dezembro de 2010.

R. P. Carvalho (pimenta@inatel.br) and A. M. Alberti (alberti@inatel.br) are with Instituto Nacional de Telecomunicações - Inatel. Av. João de Camargo, 510 - Santa Rita do Sapucaí - MG - Brasil - 37540-000.

<sup>1</sup>Examples of value-added services are instant messaging, on-line gaming, push-to-talk, video push and pull, click-to-dial, presence, location, etc [26].

complete the requirements, we considered the fact that we didn't have a real NGN environment ready to test Parlay X APIs applications. Gateway emulation appeared as an option and we decided to implement *Third Party Call* (TPC) service because it satisfied our requirements as well as it wasn't yet implemented in available emulators. Thus, we explored Parlay X TPC API with gateway emulation, showing and discussing the necessary technologies to their use, besides contributing for the development of a gateway emulator from Ericsson Company [11]. As we will see, gateway emulation proved to be a very useful tool to merge IT and Telecom worlds, allowing quick prototyping and testing, without the need of using a full operational convergent network test-bed all the time.

The remaining of the paper is divided as follows: Subsection I-A discusses Information and Communication Technologies Convergence, presenting how both worlds could be integrated using application server gateways in a next generation network scenario; Subsection I-B briefly presents the technologies available to implement value-added services in NGN; Subsection I-C presents related works regarding Parlay X application development for NGN and IPTV; Section II presents development and implementation of a Third Party Call Parlay X API on a gateway emulator. We discuss the methodology used and obtained results; Finally, in Section III we draw some conclusions and final remarks about the work.

#### A. Information and Communication Technologies Convergence

Information and Telecommunications technologies are experiencing significant changes motivated by Internet success, new users behavior, technological convergence and new paradigms, such as context awareness, usability, user-centric design, networked electronic media, among others. In addition, there is the importance of such technological platforms for general companies, government and other institutions. Such technologies had become a strategic part of their business. Also, ICT convergence is playing a fundamental rule on Future Internet design. Telecommunications operators need this technical convergence to quickly create ingenious value-added services no matter what the business model is being used.

The financial question related to the maintenance of operator revenues by means of innovative services, became so excellent that agencies of standardizations, as ITU-T [8], 3GPP [12] and *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) [13], have defined standards for the architecture and services support on NGNs. Evidently, such applications development will depend on the facilities provided by telecommunications network operators and how these facilities are exposed to software developers. To facilitate the sprouting of these applications, a solution is to define standardized APIs to access telecommunications capacities and services. For this, however, a reorganization into networks infrastructure was necessary, creating a separated layer for services invocation, conceptually decoupled from transport network.

The current ITU-T convergent networks standardization effort is called NGN-GSI [7], [8]. It focuses on the develop-

ment of detailed standards, necessary for NGNs development. The generalized functional architecture proposed for NGN-GSI separates service control and application/service support functions from transport control and transport functions. The functional separation on service and transport stratus allows independent software designing, without concerning to low-level details, like transport technologies, protocols, traffic management, security and configuration. NGN-GSI transport is based on IP protocol and includes sophisticated *Quality of Service* (QoS) support.

NGN-GSI service stratus contains a set of Application/Service Support Functions where several types of gateways could be presented in order to expose NGN architecture to Third Party Applications. More specifically, there is a functional element called A-1: *Application Server Functional Entity* (AS-FE) which supports *Open Service Architecture* (OSA) application servers [14]. This element interacts with S-1: *Serving Call Session Control Functional Element* (S-CSCF) in order to invoke telecommunication services using *Session Initiation Protocol* (SIP) [15] sessions. Therefore, when an application needs some convergent network service it needs to interact with one or more of these Application/Service Support Functions. The frontier between Third Party Applications and Application/Service Support Functions of NGN-GSI is called *Application-to-Network Interface* (ANI). This interface is defined by open APIs such as OSA/Parlay and Parlay X, which will be discussed on the next subsection.

#### B. Application/Service Development Technologies for NGN

NGN success will depend, among other factors, on the adequately opening of these networks capacities to support value-added applications development. According to Glitho [16], NGN key promise is just the ability to allow developing innovative and lucrative software applications, quickly and efficiently. Therefore, not only IT, but also telecommunication players are interested on formulate the best architecture to expose network capacities. Falcarin and Licciardi presented in [31] a survey of advanced technologies for service creation on NGN. Among the key technologies discussed there were: *Java APIs for Integrated Networks* (JAIN), OSA/Parlay, Web Services, Java and XML.

JAIN [17] is an initiative of the Java programming language community to develop service creation APIs for NGNs. These APIs bring service portability, network independence and open development for telecommunications environment. JAIN interfaces allow to hide communication protocols from value-added services. Thus, NGN services that expose such interfaces could be invoked by virtually any third party application that recognizes such interfaces, independent of available transport network.

Parlay provides IT and Telecommunication technologies integration through the definition of standardized APIs. According to [18], Parlay group, ETSI and 3GPP achieved a consensus about the set of APIs that became known as Parlay/OSA APIs. The set provides a high level view of telecommunication service capabilities to application developers, specifically determining which service can be accessed

and how. Therefore, an IT developer could become prepared to work developing NGN application by studying such interface declarations.

However, it is the NGN operator that decides which interfaces will become available to third party applications through Parlay gateways. In fact, every Parlay API should be implemented in gateways [19] before it can be used by applications. Therefore, a Parlay gateway not only hides network status from applications, but also avoids illegal access from some malicious application. A Parlay gateway could interact with SIP proxies (e.g. S-CSCF) in order to establish SIP sessions. In this case, the Parlay gateway could interact with a JAIN-SIP-API implementation.

Typically, IT domain applications and Parlay gateways will be localized on different portions of the network. Therefore, both entities should use some technology to exchange requests and responses between their objects. An option to accomplish with this is the *Common Object Request Broker Architecture* (CORBA) technology [20].

A more contemporary possibility is to use Web Services [5]. A Web Service is a software system that allows software applications to interact directly over a network. Web Services are typically published on the Internet, in such way that its characteristics are declared and made accessible to interested clients who can send remote requests to a Web Service. The register of web services descriptions on the Internet is made by means of a private *Universal Description, Discovery and Integration* (UDDI) implementation [21]. A Web Service is described by means of an interface similar to an OSA/Parlay one, where the available methods as well as their return values (or exceptions) are precisely described. As a consequence, a Parlay gateway also can be available to remote clients as a set of Web Services. A mapping between *Unified Modeling Language* (UML) OSA/Parlay interfaces and an appropriated Web Services description language called *Web Services Description Language* (WSDL) is necessary. Web Service is published on web servers, which contain WSDL files. Because each application could use its own programming language and operational system, the interaction between an application and the Web Service is made using XML messages.

As defined in [21], WSDL specifies how to describe Web Service in XML. Therefore, with WSDL, it is possible to map one Web Service to XML. So, there is XML for two objectives: describing interfaces and exchanging messages. The XML messages could obey the *Simple Object Access Protocol* (SOAP) protocol standard [21], [22] for transportation. SOAP messages (requests and responses) could be encapsulated on *Hypertext Transfer Protocol* (HTTP) messages. However, it is important to notice that SOAP messages can be encapsulated in any protocol and not necessarily in HTTP. When encapsulated in HTTP messages, they are transported using *Transmission Control Protocol* (TCP) over *Internet Protocol* (IP), or TCP/IP.

The main obstacle of Web Services from a telecommunication operator point of view is how to integrate them to the telecommunication network. Firstly, the network could be too much exposed to applications, generating hard resource usage. Secondly, telecommunication operators must provide

QoS and availability for their clients. To deal with these questions, OSA/Parlay specifications have been extended [23] to provide two technologies: Parlay Web Services and Parlay X Web Services concerned to merge telecommunication networks and Web Services. Also, these technologies could increase the amount of developers that could take access to telecommunication networks.

Parlay Web Services have WSDL files that mapped such interfaces. Parlay X specifies how to expose telecommunication capabilities using Web Services in a simplified way. While OSA/Parlay interfaces have been mapped to WSDL and Java, Parlay X API was mapped only to WSDL, because this API was created just to describe Web Services. According to [24] and [25], Parlay X API is more simple than OSA/Parlay API, virtually increasing the number of IT developers able to create value-added applications. Also, in [2] it is mentioned that Parlay X interfaces are more suited for the degree of web developers familiarization in telecommunications. Yim et. al. [24] also argued that with Parlay X it is possible to develop applications with minimal understanding of the telecommunications domain. Finally, Glitho [16] agrees that OSA/Parlay API isn't easy to be understood by readers without previous knowledge on the details of the traditional telephony networks. These reasons motivated us to focus in Parlay X, instead of OSA/Parlay.

### C. Parlay X Related Works

In March 2008, Sedlar et. al. [26] proposed Parlay X and TPC, among other technologies, to build a new application in a *IP Television* (IPTV) environment. The work considered an IPTV user that is watching some advertisement on its terminal (mobile or fixed) and decided to obtain more information. Such application allows to establish a telephony call between this terminal (or other user terminal) and a call center in the enterprise which made the advertisement. Or, it allows the telespector to call to some telephone without the need to dial any number from another different terminal than its television set.

What happens is that the proposed application interacts with a Parlay X gateway and invokes a function on its TPC interface, in such way that the gateway communicates with the telecommunication operator to establish the call. This gateway is implemented in Java and the application could send requests using Web Services. According to Sedlar et. al. [26], Web Services were chosen due to its implementation and capability facilities. Our work also uses Web Services, Parlay X and Java to establish TPCs in a NGN environment. However, we are also concerned with the development methodology. Both works use `ThirdPartyCall` Parlay X API. This demonstrates the versatility of such technologies to create value-added services in converged environments.

Also, *Computer Supported Telecommunications Applications* (CSTA) standards were used in [26] to provide a common interface to access existing telephony systems infrastructure. The authors argued that existent telephony interfaces are more accessible than Parlay X APIs on today networks. Therefore, Parlay X methods were translated by a Parlay X gateway to

*Abstract Syntax Notation One* (ASN.1) messages, which were sent to CSTA enabled network elements.

In 2008, Nabil Ajam [27] proposed a new Parlay X Web Service concerned to users privacy. To evaluate the solution, an implementation was done in Java using a Sun Application Server. The work uses a Parlay X gateway emulator called *Location Platform Emulator* (LPE), where the new Web Service was implemented. The implementation emulates location services in a Parlay X gateway and contains a set of distributed databases to store emulated terminals information, such as terminal location. Our work also uses the same Sun Application Server to support an Ericsson Parlay X gateway emulator (see Subsection II-A). For our purposes it wasn't necessary to use a database.

## II. THIRD PARTY CALL: DEVELOPMENT AND IMPLEMENTATION

This section presents the service development methodology we used to develop a TPC NGN application using standardized Parlay X Telecommunications Web Services.

### A. Development Environment Selection and Preparation

Since we have decided to use Parlay X APIs, we started defining our development architecture. We considered a Java application capable to request TPCs to a Parlay gateway, where call requests could be invoked by means of SIP sessions<sup>1</sup>. So, we started looking for Parlay X application gateways. However, at the time of the beginning of this work, we didn't find any mature open gateway available. Therefore, our options were: to develop a Parlay X gateway or to use some available Parlay X gateway emulator. Ericsson Telecom Web Services Network Emulator [11] appeared as a good option for our requirements, since we firstly were interest in testing a new service from the application point of view. Thus, we decided to use this gateway emulator instead of developing our own gateway. In a second step (outside the scope of this paper) a test with a real Parlay X gateway interconnected to an NGN will be necessary. Remember that service/transport separation was one of the first guidelines assumed in NGN standardization.

Ericsson Telecom Web Services Network Emulator is an open software system developed to be used in personal computers. It was built using Java *Enterprise Edition* (EE) and it is composed by an Web Services set running in a web server. The emulator belongs to the Ericsson Mobility World program. The 3.0 release was made available to developers on March 31, 2008 and it is the release used on this work.

The emulator contains a *Graphical User Interface* (GUI) that could be used via browser and allows to create emulated mobile terminals. Thus, for example, if an emulated terminal is created with the number 34713309, the application interacting with the emulator could send an *Short Message Service* (SMS) message to this address and the emulator GUI could show that such message was successfully received on the emulated

terminal. This allows IT developers to test if an application is interacting successfully with a Parlay X gateway. The new virtual terminals added to the emulator will work like real ones, in a telecommunication network, but reachable through this emulated gateway. Also, if a terminal was turned off and a call is in progress, the emulator will return an exception. Two web servers could be used with the emulator: Apache Tomcat 6 or *Sun Java System Application Server* (SJSAS). In both cases, administration console could be accessed via web browser, showing which applications and Web Services are active or not. SJSAS is a fully compliant implementation of Java EE 5 platform [28] and was the option taken in this work. SJSAS is now called Sun GlassFish Enterprise Server.

Figure 1 illustrates Ericsson service development architecture [11]. An IT professional could work developing server and client web software applications. The server web application will receive HTTP requests from the client web application and generate SOAP over HTTP requests sent over a TCP/IP network. The server web application could be developed in any platform [11]. The *Java API for XML Web Services* (JAX-WS) servlet receives SOAP messages, removes XML code and sends it to a `ThirdPartyCallWsEndPoint` class, as it will be described on next section. The emulator changes terminal appearance according to TPC interface implementation. The IT developer interacts with the emulated terminals to emulate user behavior. Observe, that the emulator and the web applications could be installed on different computers or on the same computer. In the latter case, HTTP requests will not pass by a real TCP/IP network. They will be handled by computer's operational system.

Besides the functions to emulate terminals and its status, the emulator allows: 1) to set up the kind of exception must be returned to the application and when they must be returned; 2) to return information about requested services; 3) to set up geographical positioning information to emulated terminals over a map. Release 3.0 supports four use cases: SMS exchange, *Multimedia Messaging Service* (MMS) exchange, terminal status information and terminal location. As we will present on Section II-B, a new capacity was implemented to allow TPCs emulation.

We installed software development tools based on Ericsson document [11]. The only exception was the Eclipse tool, since [11] suggests SUN NetBeans for Java coding.

### B. Learning about TPC Parlay X Interface

Third Party Call is a kind of telephony call that allows one entity to invoke a voice communication between two or more participants. The great advantage of TPC support on web based applications is the capability to establish voice calls invoked by web browsers or other web applications. The possibilities of third party call applications together with web based applications are quite interesting. As an example to sustain our affirmation, consider a person who is navigating in an online auction and shopping web site and desires more information about some product. Alternatively, instead of a chat terminal, the web site could offer a button to talk with some attendant. This application is being called click-to-talk.

<sup>1</sup>The mapping of Parlay X implementation to SIP protocol is outside the scope of this paper.

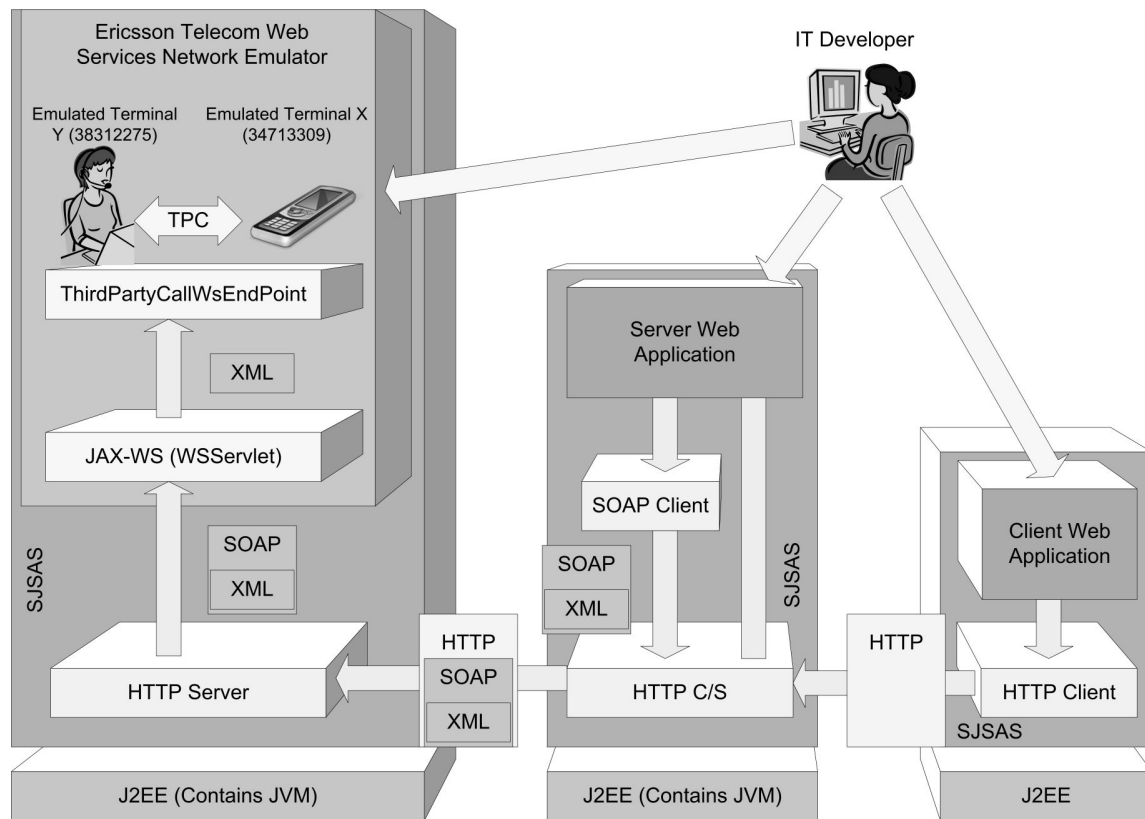


Fig. 1. Service development architecture with gateway emulator.

In this case, some web application could originate a TPC to put in contact the customer and a company attendant, by means of their respective telephone sets.

Obviously, this is just a simple example, but pertinent to arise the understanding of how useful it could be to support third party call requests in a telecommunications operator. We decided to implement this new service on Ericsson emulator since we are mainly focused on developing a methodology for service development on NGNs. TPC interface is quite simple when compared with other Parlay X interfaces, but not less important. Therefore, it was a good starting point for us, since it makes possible to work on Parlay X interface implementation limited to a reasonable degree of complexity.

In this work, we followed the complete TPC specification document referenced in [29]. We also used Ericsson document [11]. The methods defined on [29] for ThirdParty Call interface are:

- **makeCall:** Allows an application to request the establishment of a voice call between two terminals (or parties).
- **cancelCall:** Allows an application to cancel a previous third party call request. It is ignored if both terminal are already connected.
- **getCallInformation:** Allows an application to obtain status information regarding a previous third party call request. See II-E for more details about call status.
- **endCall:** Allows to finish an initiated or connected call.

### C. Compiling WSDL Files

The WSDL files related to ThirdPartyCall service have been obtained on Parlay web site as well as the respective API. There are two files:

- `parlayx_third_party_call_interface_2_3.wsdl`
- `parlayx_third_party_call_service_2_3.wsdl`

The second one defines some abstract data types used by ThirdPartyCall service, such like: `CallInformation`, `CallStatus` and `CallTerminationCause`.

To compile WSDL files and *XML Schema (XSD)* in order to automatically generate the desired Java files, we used Java Platform together with JAX-WS API. The tool `wsimport` was used to map WSDL and XSD files into Java code. The following XML script was necessary:

```
<property name="px_v2_1.tpc.wsdl"
value="parlayx_third_party_call_service_2_3.wsdl" /> <target
name="wsimport_tpc" description="Compiles the Third Part
Call Stubs">
  <mkdir dir="${src.dir}"/>
  <mkdir dir="${build.dir}"/>
  <exec executable="${env.JAVA_HOME}/bin/wsimport">
    <arg value="-s"/>
    <arg value="${src.dir}"/>
    <arg value="-d"/>
    <arg value="${build.dir}"/>
    <arg value="${wsdl.px_v2_1.dir}/${px_v2_1.tpc.wsdl}"/>
  </exec>
  <echo message="Done"/>
</target>
```

This XML code was attributed to the `build.xml` file of the emulator. Observe that this file makes reference to the

second file mentioned earlier. This second file also makes a reference to the first one mentioned. Therefore, the three files are considered by the wsimport tool.

After mapping these files, several Java entities (classes, interfaces and data structures) were automatically created and distributed into three Java packages. The `ThirdPartyCall.java` file contains the Java interface code for `ThirdPartyCall` service methods. The package `org.csapi.schema.parlayx.third_party_call.v2_3` contains classes that define objects with attributes values for `ThirdPartyCall` methods as well as the values returned by these methods. For example, a `MakeCall` class instance could be used to maintain parameters values to be passed to `makeCall` method of the interface defined on `ThirdPartyCall.java` file.

The files `CallInformation.java`, `CallStatus.java` and `CallTerminationCause.java` from `org.csapi.schema.parlayx.third_party_call.v2_3` package define data structures to maintain information about call status, call ending cause, etc. These structures, for example, are the Java mapping of the XML content from file `parlayx_third_party_call_types_2_3.xsd`. More precisely, as an example, the contents of the file `CallStatus.java` is the Java mapping of the following code from `parlayx_third_party_call_types_2_3.xsd`:

```
<xsd:simpleType name="CallStatus">
  <xsd:restriction base="xsd:string"
    <xsd:enumeration value="CallInitial"/>
    <xsd:enumeration value="CallConnected"/>
    <xsd:enumeration value="CallTerminated"/>
  </xsd:restriction>
</xsd:simpleType>
```

#### D. Parlay X Interfaces Implementation

The UML diagram of Figure 2 shows some classes and interfaces that were created during the implementation of the `ThirdPartyCall` interface. The `ThirdPartyCallWsEndPoint` class is the final responsible to define the algorithms of this interface methods and it is defined on `ThirdPartyCall.java` file. Therefore, in the emulator, this class determines how the gateway will work (see Figure 1), according to [29]. Evidently, this class doesn't implement all the code necessary for the new service, it relies on several other classes with useful functions for the `ThirdPartyCall` service. An object (or instance) of `ThirdPartyCallWsEndPoint`, as necessary, uses an object of `ThirdPartyCallListenerImpl` class.

When the SJSAS web server runs, automatically the emulator is instantiated, becomes available at a certain IP address and starts to accept Web Services requests. The first emulator class that runs is the `InitServlet` class during emulator initialization. Such class is already present in the emulator version 3.0. This class is responsible to initiate other classes, which prepare the execution of the `ThirdPartyCallWsEndPoint` class.

When the emulator receives a request, as for example, "makeCall", the `makeCall` method

from `ThirdPartyCallWsEndPoint` runs. However, this method needs an object that implements the interface `ThirdPartyCallEndPointListener` as shown on Figure 2. In fact, every time `ThirdPartyCallWsEndPoint` object has one of its methods invoked, a new instance of the object `ThirdPartyCallListenerImpl` is created. Therefore, a new instance of this object will always be responsible to answer the needs of an `ThirdPartyCallWsEndPoint` object. The consequence is that a certain service request will not interfere on other requests. Though, these objects share some common structures, like a Java vector to maintain information about answered requests. Figure 2 also shows that `ThirdPartyCallEndPointListener` object is always an instance of the `ThirdPartyCallListenerImpl` class.

An object of `WebServiceContext` class is used by `ThirdPartyCallWsEndPoint` object to provide access to the object `HttpServletRequest`. This object is created by the web server and contains address information about the Web Service requester.

#### E. Including New Features on Emulated Terminals

In order to better design functionalities and states necessary to implement `ThirdPartyCall` service on emulated terminals, we drew the state diagram shown on Figure 3. This diagram doesn't exist on Parlay X document[29]. We drew it based on the defined states available on [29]. The states represent all possible behaviors of the emulated terminals, according to `ThirdPartyCall` Web Service requests and use cases of an IT developer interacting with the emulator. In other words, it represents the defined states when a requested call between terminals X and Y, caller and called, is in progress. Information about each of these states can be obtained through the execution of the `getCallInformation()` method from `ThirdPartyCall` Web Service.

With exception of the states `Call_Initial` and `Call_Connected` all the other states change to the final state after a certain time. This means that call status information must be maintained during a certain time and after that be removed as specified on [29]. We adjusted this time to 40 seconds. In addition, `Call_Initial` state automatically goes to `Call_Terminated` state if X or Y doesn't answer the call after 20 seconds. Those parameters are implementation-dependant and [29] haven't to fix such parameters. In this paper, those parameters concern the emulator.

Although this diagram is a direct consequence of the rules presented in [29], some details are not specified on such document. For example, when one of the terminals already connected decides to turn off (or the user hangs up), the other terminal doesn't return to a free state. It remains busy until its button `Hung Up` receives a click on the terminal GUI. We considered that the terminals are fixed. In this case, the second terminal will be really free only after its user hung up. Therefore, with this decision, telephone status could become dependent of the user status. This consideration is important, since a Parlay X gateway could in fact be used on fixed



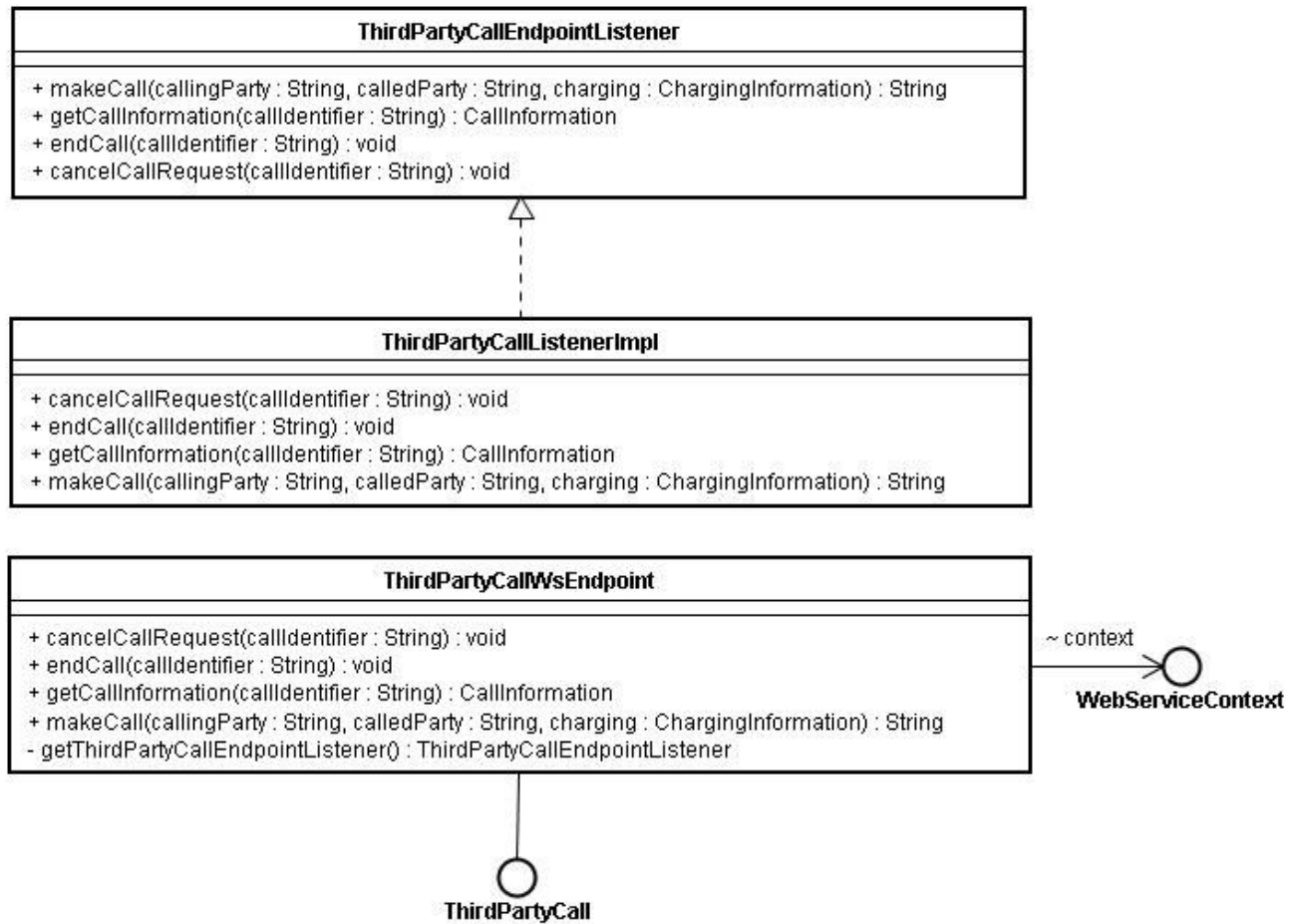


Fig. 2. UML diagram of some classes for TPC service.

terminal networks. Observe that this details are independent from Parlay X and therefore the document [29] doesn't define terminal states.

Another consideration related to the final state is that if a request is done to `getCallInformation()` method, so the application that requested the information will receive the following answer: "Response Error. Information retention time out". This occurs because the emulator maintains status information during a predefined time. After that, if an application tries to obtain call status information, such application will receive a warning. In this case, the timeout occurred 40 seconds after the finishing state was achieved.

With the `ThirdPartyCall` interface implemented, the emulated terminals became able to emulate the reception of a telephony call, even ringing the phone bell, being also possible to accept or to deny new calls.

Besides `makeCall()` method of `ThirdPartyCall` interface, it has been added to the emulator the ability to receive requests for other methods of this interface as specified on [29]. For instance, after an accepted call request the application can ask for call information using the `getCallInformation()`.

To include the new terminal behavior on the emulator it was necessary to edit and/or create the

files: `terminalscripts.js`, `playNoSound.jsp`, `playoldringsound.jsp`, `playringsound.js` and `terminalstyle.css`. Also, we handled some files of `parlay ws.emulator.web.ajax` package.

The file `terminalscripts.js` contains a JavaScript code which determines emulated terminals behavior. For example, in this file, there is the code that controls the kind of terminal information (SMS, MMS, call, etc) that is shown on graphical interface depending on user interaction. There are also controls to determine button types to be shown (Make a Call, Hung Up or Accept Call). One of the modifications done on this file was the inclusion of the following code:

```

function acceptCall(){
    makeCall();
    var terminal = document.getElementById('terminalUri').
    value;
    checkXmlHttpCALL = getXmlHttp();
    checkXmlHttpCALL.onreadystatechange = doNothing;
    checkXmlHttpCALL.open("GET",
        "AjaxServlet?action=
        DoAcceptCurrentCall&terminal="
        + terminal, true);
    checkXmlHttpCALL.send(null);
    playNoSound();
}
  
```

The code is run when the user does a click using Accept Call button. The *Asynchronous JavaScript and XML (AJAX)* [30] technology was used to allow the asyn-

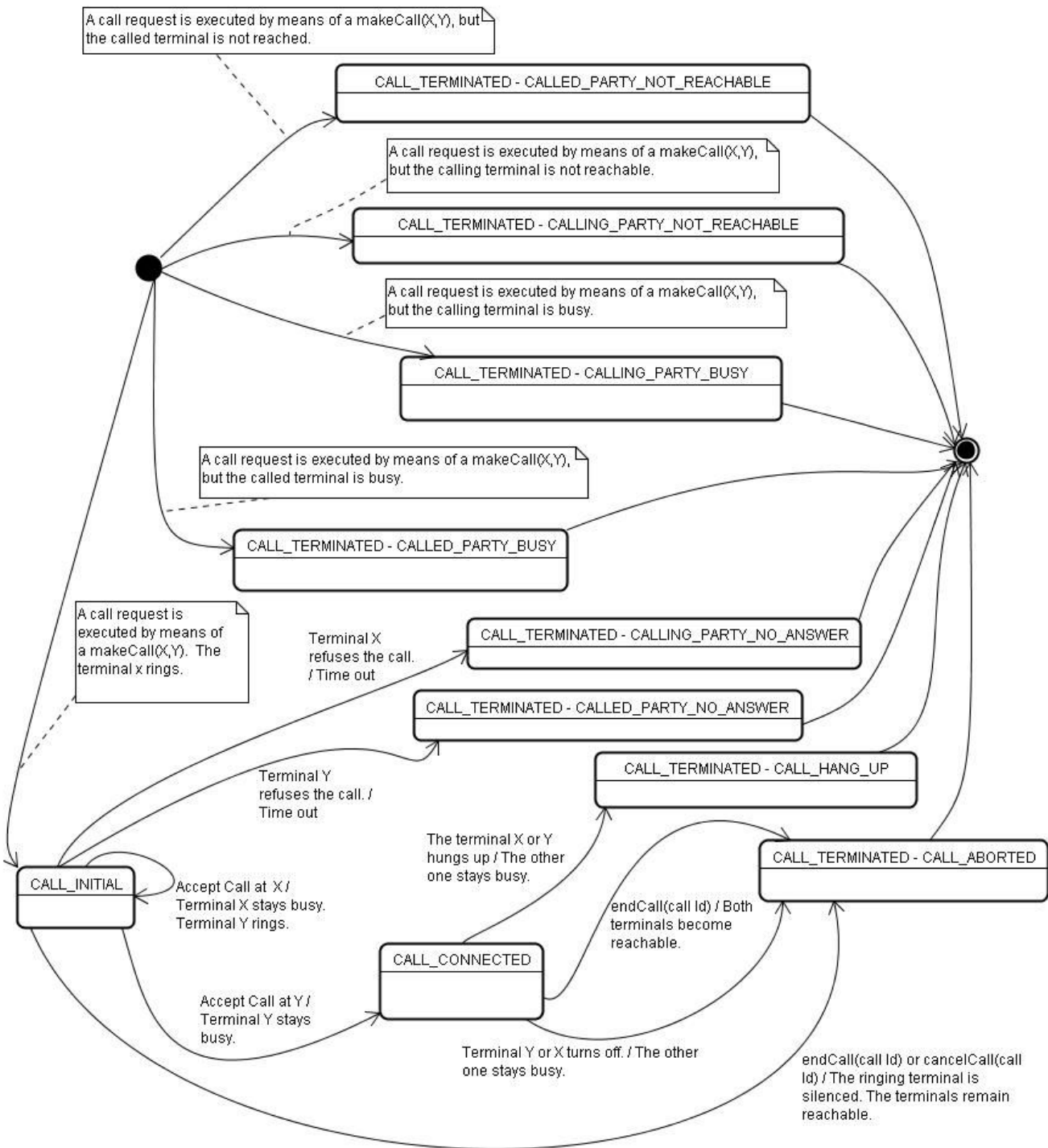


Fig. 3. State diagram of a call request between emulated terminals.

chronous use of the DoAcceptCurrentCall class. Therefore, the new methods presented on terminalscripts.js use parlayxws.emulator.web.ajax package. Figure 4 illustrates Java, AJAX, JSP and Javascript usage on terminal emulation. The class DoAcceptCurrentCall for example has the responsibility to set up some terminal information,

such as to configure busy status to the terminal, to turn off ring status and maintain Call Connect information together with the call information, if it is the case.

The parlayxws.emulator.web.ajax packet classes are action classes designated to take control of terminal behavior, which objects receive requests directly by JavaScript and

can interact with other emulator objects. These classes serve AJAX request sent by JavaScript, and even their algorithm are complex, this doesn't affect emulated terminals GUI. The other files of the `parlayxws.emulator.web.ajax` package take care of other emulated terminals behaviors.

Some methods of the `terminalscripts.js` script use the files `playNoSound.jsp`, `playoldringsound.jsp` and `playringsound.jsp`. These files written in JSP are responsible to make the sounds when a terminal is ringing. These files were created during our work.

#### F. Editing XML Files

After finishing the implementation of the source code needed to reflect the new emulator functionalities regarding TPC, it was necessary to edit the `build.xml`, `sun-jaxws.xml` and `web.xml` files to reflect such changes.

The `sun-jaxws.xml` and `web.xml` files contain the necessary descriptions to run a web application. For example, these files are used to expose each emulator Web Service. To expose means to declare which are the classes that implement service interfaces, in such way that, whether the web server receives a request directed to a service defined on interface Z, a method in the object of the class that implements Z will be invoked. This invocation will be provided by some other object running in the web server, possibly defined by an API such as JAX-WS.

In the file `sun-jaxws.xml` it was added the following code:

```
<endpoint implementation="parlayxws.emulator.
ws.px_spec_v2_1.tpc.ThirdPartyCallWsEndpoint"
name="ThirdPartyCall" url-pattern="/ParlayXTpcAccess/
services/ThirdPartyCall" />
```

This XML code exposes the `ThirdPartyCallWsEndpoint` class, which represents the `ThirdPartyCall` Web Service. The object of such class is the end point for an application request. After that, the request is finally treated by the emulator as shown on Figure 1. This explains the `EndPoint` string in the class name. We concerned with the coding of this class, but not with other classes responsible to interpret SOAP messages, since this task is a JAX-WS responsibility. This is the case of the `WSServlet` class. However, it must exist a mapping among this class and all the Web Services available on the emulator.

In other words, a mapping must indicate that the `WSServlet` object will use an object to represent the end point where a received request must be delivered. This object could be a `ThirdPartyCallWsEndpoint` in the case of the TPC service or any other `EndPoint` object for other services. For example, if the emulator receives a request about the status of some terminal, this request will be delivered to the `TerminalStatusWsEndpoint` class already coded by Ericsson.

The following sequence of XML code shows the contents from the `web.xml` file illustrating previous discussion.

- 1) To indicate which is the JAX-WS class that constitutes a `WSServlet` it was necessary the code:

```
<servlet>
  <display-name>WSServlet</display-name>
  <servlet-name>WSServlet</servlet-name>
  <servlet-class>
    com.sun.xml.ws.transport.http.servlet.WSServlet
  </servlet-class>
</servlet>
```

- 2) If the web server received a HTTP request which *Uniform Resource Locator* (URL) contains the `ThirdPartyCallService` name, then the `WSServlet` class will process such request. This was indicated using the following code:

```
<servlet>
  <servlet-name>ThirdPartyCallService</servlet-name>
  <servlet-class>
    com.sun.xml.ws.transport.http.servlet.WSServlet
  </servlet-class>
  <load-on-startup>1</load-on-startup>
</servlet>
```

- 3) To indicate that a `WSServlet` class object is mapped to a `ThirdPartyCallWsEndpoint` class object the following code was necessary:

```
<servlet-mapping>
  <servlet-name>WSServlet</servlet-name>
  <url-pattern>/ParlayXTpcAccess/services/*
  </url-pattern>
</servlet-mapping>
```

- 4) The following code was needed to indicate that a URL containing `"/ThirdPartyCallService"` was mapped to a servlet with name `ThirdPartyCallService`, therefore validating the mapping defined into (2).

```
<servlet-mapping>
  <servlet-name>ThirdPartyCallService</servlet-name>
  <url-pattern>/ThirdPartyCallService</url-pattern>
</servlet-mapping>
```

In summary, when a request, whose URL contains `"/ThirdPartyCallService"`, arrives at the web server, by the definition done on (4) the server must use the servlet named `ThirdPartyCallService`. By definition (2), this implies on the usage of the `com.sun.xml.ws.transport.http.servlet.WSServlet` class. This class is referred by the `WSServlet` according to (1). Also, by definition (3), this last servlet is mapped to any service defined on web server. Finally, by the definition done on `sun-jaxws.xml` file, the right class to run the demanded service is found.

Regarding `build.xml` file, just one more XML instruction was needed to allow that the files created on this work could be compiled together with the automatically Java generated files, JSP and `.js` files. The following line code shows this modification:

```
<property name="thdPtCall.package.name" value=
"parlayx.tpc"/>
```

#### G. Testing with Gateway Emulation

For testing purposes, we used a desktop computer to install the gateway emulator. Using SJSAS interface, an IT developer could see which are the Parlay X interfaces running on the web server. Also, SJSAS web server builds a web page with a form where it is possible to directly send service requests to

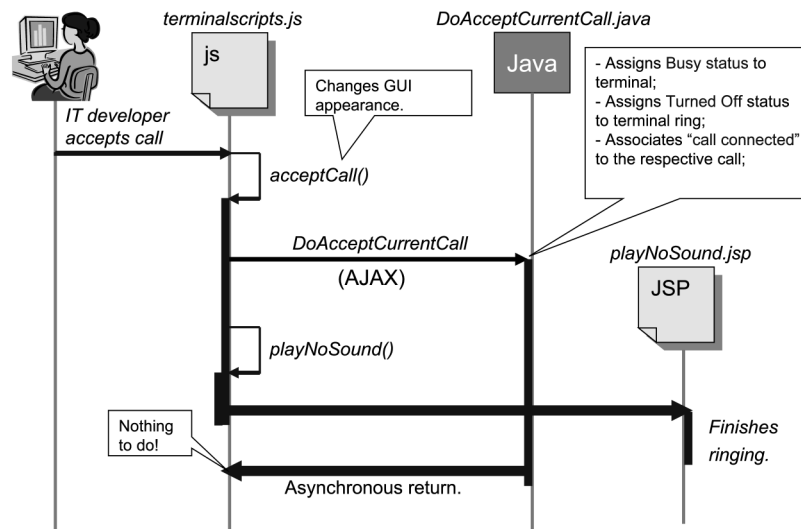


Fig. 4. Java, Javascript, JSP and AJAX technologies usage on terminal emulation.

the gateway emulator. Therefore, we used this web page to test TPC interface, instead of developing the server and client web application shown on Figure 1. The main reason why is that the gateway emulator is unable to determine if a TPC request is sent by an external server web application or by a SJSAS web form. The emulator reacts exactly on the same way.

Also, SJSAS sends SOAP messages as a server web application would do. SJSAS uses WSDL files to build the aforementioned test web pages. Tough, it was possible to use different computers in a more realistic scenario, we chose this approach because we were interested on start the tests as quickly as possible, as well as maintaining the development environment portable and realistic enough to validate our TPC implementation and methodology.

Figure 5 illustrates our test procedure during a third party call between two emulated terminals (X and Y). Also, it reproduces obtained emulated terminals GUIs. The sequence was:

- 1) An IT developer using the emulator GUI (web pages) creates two emulated terminals.
- 2) Also using the emulator GUI, he/she requests the establishment of a call between emulated terminals. This request is handled by SJSAS and delivered to gateway emulator. If a client web application was used, the TPC request “click” could be sent by HTTP to the server web application, which would generate an appropriated SOAP message for the SJSAS server to reach gateway emulator.
- 3) The emulator receives the request and using its objects, it allocates a *Request ID* and stores call request information, such as terminal addresses. The emulator sends a response containing the allocated *Request ID*.
- 4) Emulated terminals query periodically data on emulator and discover about a call request. Terminal X will ring, while terminal Y will remain waiting. Remember that in a TPC both telephones will ring.

- 5) When a terminal rings, its GUI looks a little bit different, now with a new yellow button called *Accept Call*. Figure 5 shows the emulated terminal X GUI at this moment. Such yellow button was a new feature added to the emulator.
- 6) The IT developer effectuates a click, which emulates that the call was accepted by the final user interested in more information about a certain product. Again, the terminal X GUI reflects the change, showing that a call is in progress.
- 7) In the sequence, the emulator registers the information that it is inquiring terminal Y to ring. As happened to terminal X, terminal Y discovers this fact and rings. See Figure 5.
- 8) The user on terminal Y decides to accept or decline the call. If the call is accepted, both terminals change their graphical interfaces to reflect that a call is up.

When *Accept Call* button receives a click, the terminal stops ringing immediately and its status is changed to busy. Here is an example of a SOAP message sent by SJSAS web page form to the emulator, where the caller has the address 34713309 and the called 38312275:

```

<?xml version="1.0" encoding="UTF-8"?> <soapenv:Envelope
xmlns:soapenv="http://schemas.xmlsoap.org/soap/envelope/"
xmlns:xsd="http://www.w3.org/2001/XMLSchema"
xmlns:ns1="http://www.csapi.org/schema/parlayx/
third_party_call/v2_3/local"
xmlns:ns2="http://www.csapi.org/schema/parlayx/common/v2_1">
  <soapenv:Body>
    <ns1:makeCall>
      <ns1:callingParty>tel:34713309</ns1:callingParty>
      <ns1:calledParty>tel:38312275</ns1:calledParty>
    </ns1:makeCall>
  </soapenv:Body>
</soapenv:Envelope>

```

After an accepted call request the developer could ask for call information using the `getCallInformation()` method as follows:

- 1) First, the IT developer using SJSAS could send a SOAP

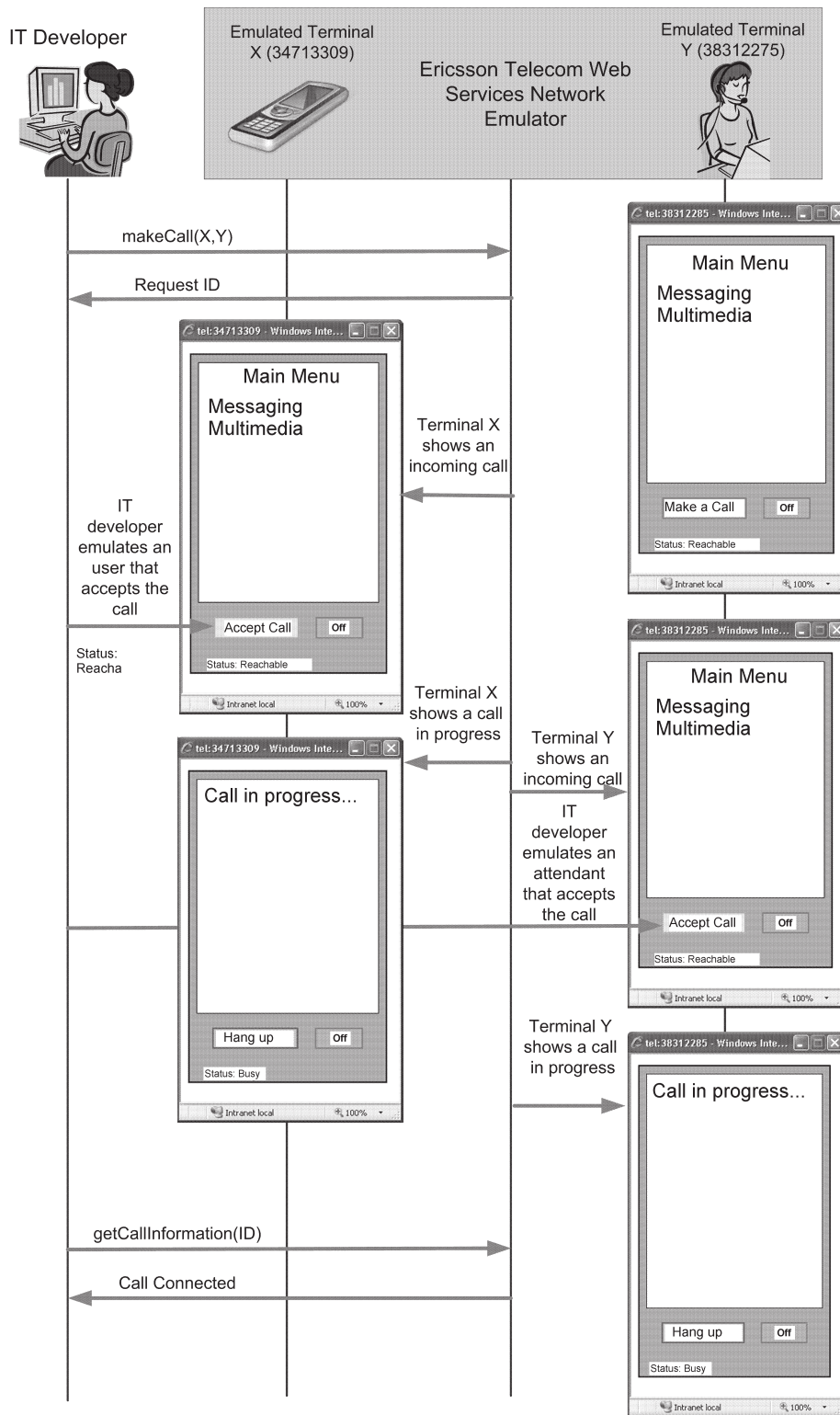


Fig. 5. Testing the service emulation architecture.

message requesting call information:

```
<?xml version="1.0" encoding="UTF-8"?> <soapenv:Envelope
xmlns:soapenv="http://schemas.xmlsoap.org/soap/envelope/"
xmlns:xsd="http://www.w3.org/2001/XMLSchema"
xmlns:ns1="http://www.csapi.org/schema/parlayx/third_
party_call/v2_3/local"
xmlns:ns2="http://www.csapi.org/schema/parlayx/common/
v2_1">
```

```
<soapenv:Body>
<ns1:getCallInformation>
<ns1:callIdentifier>0</ns1:callIdentifier>
</ns1:getCallInformation>
</soapenv:Body>
</soapenv:Envelope>
```

In this example the call identifier 0 is passed as

a `getCallInformation()` method parameter to identify the desired call. The IT developer knows this identifier since it was received as a return of `makeCall()` method.

- 2) This SOAP message is interpreted by JAX-WS (or other equivalent) tool available on the web server. Thus, the `getCallInformation()` method of the `ThirdPartyCallWsEndPoint` object is invoked.
- 3) The emulator searches the desired information related to the `makeCall(X, Y)` and returns the current status inside of a `CallInformation` object instance. This object contains a `CallStatus` object instance with the status information in the format of a string.
- 4) The returned `CallInformation` object is interpreted by other Java objects at web server, available on JAX-WS and capable to formulate a SOAP answer. Thus the emulator answers with the following SOAP message:

```
<?xml version="1.0" encoding="UTF-8"?> <soapenv:Envelope xmlns:soapenv="http://schemas.xmlsoap.org/soap/envelope/" xmlns:xsd="http://www.w3.org/2001/XMLSchema" xmlns:ns1="http://www.csapi.org/schema/parlayx/third_party_call/v2_3/local" xmlns:ns2="http://www.csapi.org/schema/parlayx/common/v2_1">
  <soapenv:Body>
    <ns1:getCallInformationResponse>
      <ns1:result>
        <callStatus>CallConnected</callStatus>
      </ns1:result>
    </ns1:getCallInformationResponse>
  </soapenv:Body>
</soapenv:Envelope>
```

- 5) The requester interprets SOAP message and obtains the current call status, which is `CallConnected` in this case.

### III. CONCLUSION

This paper explored how open APIs could be used to expose telecommunications network resources for IT developers in order to accelerate value-added services development. Specifically, it presented the role of OSA/Parlay or Parlay X gateways to invoke telecommunications services by means of SIP proxies, such as S-CSCF in NGN-GSI or IMS networks. Possible key technologies for this task were presented considering simplicity and IT developers familiarization. It looks to be a consensus that Parlay X API is more simple than OSA/Parlay API, virtually increasing the number of IT developers able to create value-added applications. Because Parlay X uses Web Services to implement service interfaces, it was necessary to deal with WSDL, SOAP, XML and other web services related technologies and tools. The work contextualized where each of these technologies were employed and in which order. Also, it contributed presenting the right moment to use each one as well as on how to fit the resulting deliverables of each technology in order to compose a final service software. Obtained task sequence was organized in a methodology that could be used in other similar works.

The methodology used starts with development environment selection and preparation. It was based on a gateway emulation architecture, keeping development environment simple, portable and isolated from telecommunications world. We contend that this strategy is interesting in a first moment, since it maintains telecommunications complexity hidden from IT developers. The second step in methodology is to learn about desired Parlay X interface and methods. As a use case, we focused on TPC interface. The compilation of needed Java entities from WSDL files was the third step. The fourth step was to implement desired Parlay X interface methods in the emulator using Java and the fifth step was to include the new features in emulated terminals. In the sequence, it was necessary to edit XML files to reflect the changes on emulated terminals. Finally, we successfully tested TPC service.

We concluded that Parlay X Web Services promoted a simplified, organized and exciting way to use exposed telecommunications capabilities, very different from a direct SIP approach, and that isn't necessary to have a real gateway to test applications. Gateway emulation proved to be an interesting approach, in such way that, from a web service client application point of view, the needed work to access some NGN resource is purely computational. The work is still more reduced if a desired Parlay X interface is already implemented on gateway emulator. In this case, the IT developer must concern only about its own application.

We intend to expand this work to other Parlay X interfaces (e.g. Payment and Presence), contributing to increase used gateway emulation capabilities. The proposed methodology proved to be general enough for this. Another future work is to compare standalone Parlay X performance with standalone or combined OSA/Parlay, SIP or CSTA technologies. The objective is to determine the effect of functional overlapping in service performance. If a certain value-added service needs more than one of these technologies, what is the impact on performance?

### ACKNOWLEDGMENTS

We would like to thank Erik Eriksson and Ericsson, by the help regarding Parlay X Gateway Emulator. Also, we would like to thanks Intel by the support.

### REFERÊNCIAS

- [1] The Parlay Group. <http://www.parlay.org>.
- [2] The Parlay Group, Parlay Web Services Working Group, Parlay Web Services: Application Deployment Infrastructure, Oct. 2002.
- [3] SUN, Java Programming Language. <http://java.sun.com>.
- [4] WWW Consortium, XML. <http://www.w3.org/XML/>.
- [5] WWW Consortium, Web Services Architecture. <http://www.w3.org/TR/ws-arch>.
- [6] ITU-T, General Overview of NGN, Recommendation Y.2001, 2004.
- [7] Carugi, M., Hirschman, B., & Narita, A., Introduction to the ITU-T NGN Focus Group Release 1: Target Environment, Services, and Capabilities, IEEE Commun. Mag., vol. 43, no. 10, Oct. 2005.
- [8] ITU-T, Next Generation Networks Global Standards Initiative. <http://www.itu.int/ITU-T/ngn/>.
- [9] 3GPP, Technical Specification Group Services and System Aspects, TS 23.228: IP Multimedia Subsystem (IMS).
- [10] Carvalho, R. P., Alberti, A. M., Java Technologies for NGN Service Creation: Discussion and an Architecture to Improve SIP Addresses Discovery, The IASTED European Conference on Internet and Multimedia Systems and Applications, Chamonix, 2007.

- [11] Ericsson, Telecom Web Services Network Emulator: Developer's Guide, Ericsson, Mar. 2008.
- [12] 3GPP, IP-Multimedia Subsystem. <http://www.3gpp.org/article/ims>.
- [13] ETSI, Next Generation Network. <http://www.etsi.org/website/Technologies/NextGenerationNetworks.aspx>.
- [14] ITU-T, Functional requirements and architecture of the NGN release 1, Recommendation Y.2012, 2006.
- [15] IETF, SIP: Session Initiation Protocol, RFC 2543. <http://tools.ietf.org/html/rfc2543>.
- [16] Glietho, R. H., Developing Applications for Internet Telephony: A Case Study on the Use of Parlay Call Control APIs in SIP Networks, IEEE Network, Montreal, Canada, vol. 18, June 2004, 48-55. ISSN: 0890-8044.
- [17] SUN Microsystems, JAIN and Java in Communications, White Paper, Santa Clara, California, March 2004.
- [18] Gupta, M., Parlay/OSA Mature for the Telecoms Market, Eurescom Workshop 'OSA and Parlay @ Work', Heidelberg, Nov. 2002.
- [19] Venters, T., Open Standard Initiatives For Service Delivery Platforms, TMCnet, Mar. 2004.
- [20] Leclerc, M., Network Resource Gateway: Benefits and Business Opportunities of Building Wireless Applications Using Parlay/OSA for Developers, Ericsson, Montreal, Canada, Dec. 2003, Part 3: Developing Parlay/OSA Applications.
- [21] Cerami, E., Web Services Essentials: Distributed Applications with XML-RPC, SOAP, UDDI and WSDL, O'Reilly, Fev. 2002. ISBN: 0-596-00224-6.
- [22] WWW Consortium, SOAP. <http://www.w3.org/TR/soap>.
- [23] The Parlay Group, Parlay and Next-Generation Networks, White Paper, May 2005.
- [24] Yim, J., Choi, Y., & Lee, B., Third Party Call Control in IMS using Parlay Web Service Gateway, IEEE Conference in Advanced Communication Technology, Fev. 2006, 221-224, ISBN 89-5519-129-4.
- [25] Wegscheider, F., Bessler, S., & Gruber, G., Interworking of Presence Protocols and Service Interfaces, IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications, p. 45-52, Aug. 2005.
- [26] Sedlar, U., Zebec, L., Bester, J., & Kos, A., Bringing Click-to-Dial Functionality to IPTV Users, IEEE Communications Magazine, Toronto, Canada, vol. 46, p. 118-125, Mar. 2008. ISSN: 0163-6804.
- [27] Ajam, N., Privacy Based Access to Parlay X Location Services, Fourth International Conference on Networking and Services, Mar. 2008. Gosier, p. 204-210, ISBN: 978-0-7695-3094-9.
- [28] Jendrock E., Ball J., Carson D., Evans, I., Fordin S., Haase, K., "Java EE 5 Tutorial", Prentice Hall, 3rd edition, Nov. 2006, ISBN 03-2149-029-0.
- [29] ETSI, The Parlay Group, Open Service Access (OSA): Parlay X Web Services, ETSI standard: ETSI ES 202 391-2, v. 1.2.1, Part 2: Third Party Call, France, Dec. 2006.
- [30] Paulson, L. D., Building Rich Web Applications with Ajax, IEEE Computer Magazine, Oct. 2005. Volume: 38, Issue: 10. 14-17. ISSN: 0018-9162.
- [31] Falcarin, P., & Licciardi, C. A., Technologies and Guidelines for Service Creation in NGN, exp magazine, vol. 3, n. 4, p. 46-53, Dec. 2003.



**Rodrigo Pimenta Carvalho** received the degree in Computer Science from Minas Gerais Federal University (UFMG), Belo Horizonte, MG, Brazil, in 1997, and the M.Sc. degree in Electrical Engineering from Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), Santa Rita do Sapucaí, MG, Brazil, in 2008. In July 1997 he joined the INATEL, as a Software Developer. He has experienced software development across 13 years, including projects for companies like IBM, NEC, LG, Nokia, Ericsson and Benchmark. He is a member of the INATEL

Competence Center, daily working with technologies like programming languages, Object Oriented Programming and Telecommunication protocols. In 2002 he received the Best Business Plan Award from Intel Entrepreneurship Core (NEMP). In 2004 he became a Sun Certified Programmer for the Java 2 Platform 1.4. Nowadays his main working area is Telecommunication software design and development, where he has expertise in project, modeling, codifying, and tests. His current interests include application development in Next Generation Networks, adopting industry standards tools such as Java, stack NIST-SIP, Web Services and Parlay X. He is also a co-founder of the enterprise Biosoftware Sistemas Didáticos Ltd.



**Antonio Marcos Alberti** received the degree in Electrical Engineering from Santa Maria Federal University (UFSM), Santa Maria, RS, Brazil, in 1986, and the M.Sc. and Ph.D. degrees in Electrical Engineering from Campinas State University (Unicamp), Campinas, SP, Brazil, in 1998 and 2003, respectively. In February 2004 he joined the Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), as an Adjunct Professor. He has experience in teaching more than 8 post-graduation disciplines, including Analysis and Performance Evaluation of Commu-

nication Networks, Optimization Methods Applied to Telecommunications and Convergent Networks. He is a member of the editorial board of the INATEL telecommunications magazine. He was member of the technical committee of Globecom, TEMU, ICDT and ANSS conferences. In 2010, wrote a book chapter entitled "Future Network Architectures: Technological Challenges and Trends" that discusses technological requirements, challenges and trends towards future network architectures. His main working area is communication networks, where he has expertise in project, modeling, simulation, performance evaluation and optimization of such networks. His current interests include future networks design, cognitive and autonomic networks, indirection resolution, entities identification, virtualization and future enabling technologies.





O Futurecom é o maior e mais qualificado Evento de Telecomunicações, Tecnologia de Informação e Internet da América Latina.

Descontos únicos, no Evento que traz todas as tendências do Setor!

Congresso (3 dias)

de R\$3500,00



por R\$1750,00

Business Trade Show

de R\$300,00



por R\$150,00

Um Evento B2B com 14.000 participantes e Congresso Imperdível!

**50%**  
de desconto para ex-alunos

**Inatel**

## Keynote Speakers já confirmados



Amos Genish  
Presidente



Antonio Carlos  
Valente  
Presidente



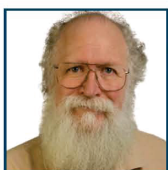
Diego Molano  
Vegas  
Ministro das  
Comunicações e TI  
da Colômbia



Hamadou Touré  
Secretário Geral



Emb. Ronaldo  
Sardenberg  
Presidente



Jon "maddog"  
Hall  
CEO Mundial



Rajeev Suri  
CEO Mundial



Zeinal Bava  
CEO Mundial



Jean-Pierre  
Bienaimé  
Chairman



John C. Dvorak  
Colunista e Visionário  
de Tecnologia



John Strand  
Renomado Consultor  
de Telecom e  
Multimidia



Peters Su  
Presidente WAC

FUTURECOM  
**MEGA**  
TRENDS DAY

**Futurecom Mega Trends Day: mexendo com suas percepções!**

Um dia especial no Congresso Internacional em que Experts Mundiais discutirão as tendências do Mercado de Telecomunicações e TI.



Aqui, "mestre em  
Tecnologia" nunca  
é só força de expressão.

REALIZE

## Mestrado em Telecomunicações

Linhas de Pesquisa:

- Sistemas de Comunicação Digital Banda Larga
- Redes e Rádios Cognitivos
- Eletromagnetismo aplicado às Telecomunicações
- Redes de Computadores

Inscrições de 13/06 a 16/07  
[www.inatel.br/mestrado](http://www.inatel.br/mestrado)

# *Inatel*

Santa Rita do Sapucaí - Minas Gerais