RODRIGO VIEIRA DOS SANTOS

ESQUEMA PARA SINCRONIZAR RELÓGIOS CONECTADOS POR REDE DE COMUNICAÇÃO POR COMUTAÇÃO DE PACOTES

São Paulo
2012

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA POLITÉCNICA

ESQUEMA PARA SINCRONIZAR RELÓGIOS CONECTADOS POR REDE DE COMUNICAÇÃO POR COMUTAÇÃO DE PACOTES

RODRIGO VIEIRA DOS SANTOS

TESE APRESENTADA À ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO:
ENGENHARIA DE SISTEMAS

ORIENTADOR:
LUIZ HENRIQUE ALVES MONTEIRO

São Paulo
2012

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela força, graça e tranquilidade que me proporciona.

Ao Dr. Luiz Henrique, meu orientador, que por inúmeras vezes foi muito além de seus próprios limites ao acreditar, apoiar e contribuir com o seu conhecimento e serenidade na elaboração desta tese.

Aos meus pais, Iris e Valdemar, por tudo que fazem por mim; pela paciência, tolerância, compreensão e apoio; nas fases mais difíceis de minha vida.

Às minhas duas mulheres Kelly e Victória, esposa e filha respectivamente, que alegram, incentivam e motivam minha doce jornada neste mundo.

À Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, por me propiciar a oportunidade de aprender.

“Considero muito mais simples sincronizar dois relógios do que manter em fase os anseios de um homem e seu verdadeiro destino”.

ÍNDICE GERAL

Resumo ..... **I**

Abstract ..... **II**

Relação de Siglas ..... **III**

Capítulo 1 Introdução **1**

1.1 Sincronismo em redes de telecomunicações *3*

1.1.1 Sincronização de frequência *4*

1.1.2 Sincronização de fase *5*

1.1.3 Sincronização de tempo *6*

1.2 Objetivo do trabalho *8*

1.3 Estrutura do trabalho *9*

Capítulo 2 Parâmetros de Referência para Sincronização **11**

2.1 Relógios de referência primária *11*

2.2 Definições relativas ao comportamento de relógios .. *14*

2.3 Tipos de relógios *17*

2.4 Modos de operação dos relógios escravos *18*

2.5 Parâmetros de medidas de qualidade dos relógios ... *20*

2.6 Valores de parâmetros de qualidade para alguns sistemas de telecomunicações *25*

Capítulo 3 Modos de Sincronização 29

3.1 Estruturas de sincronização 30

3.2 Sincronismo sobre pacotes 32

3.3 A recomendação 1588 versão 2 do IEEE 35

3.4 O padrão de Ethernet Síncrono 38

3.5 Recuperação adaptativa de sincronismo 39

Capítulo 4 Modelo de Sincronismo Adaptativo 43

4.1 Exemplos de esquemas de recuperação adaptativa de sincronismo 45

4.2 Esquema proposto 48

Capítulo 5 Simulações Numéricas 60

5.1 Valores dos parâmetros da rede 61

5.2 Configuração básica do algoritmo e resultados 65

5.3 Investigando a influência do PDV 68

5.4 Investigando a influência de L 70

5.5 Investigando a influência do atraso típico da rede ... 71

5.6 Investigando a influência do período nominal do relógio mestre 71

5.7 Investigando a influência do período nominal do relógio escravo 72

5.8 Rede em condições não estacionárias 73

5.9 Investigando a influência de desvios na distribuição do PDV 76

5.10 Considerações sobre as simulações realizadas 78

Capítulo 6 Conclusões 81

Bibliografia 85

Apêndice A: Ajuste através do método dos mínimos quadrados ponderado..... 93

Apêndice B: Análise de estabilidade da solução estacionária para os DPLLs..... 96

Apêndice C: Resultados de algumas simulações referentes à escolha do valor do parâmetro *G* para o DPPL-1. 100

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1: Exemplo de sincronização de frequência entre dois sinais: $t_1=t_2$ e ϕ = *constante*.....4

Figura 1.2: Exemplo de sincronização de fase entre dois sinais: $t_1=t_2$ e $\phi=0$.....6

Figura 1.3: Exemplo de sincronização em tempo entre sistemas que obtêm a informação temporal de unidades de referência do tipo UTC de um GPS.....7

Figura 2.1: Tolerância de jitter. 16

Figura 2.2: Exemplos de configuração de relógios de referência. 19

Figura 2.3: Exemplo de medição do TE utilizando a configuração de sincronização (retirado de [12]). . 22

Figura 2.4: Exemplo de medição do TE utilizando a configuração independente (retirado de [12]). 23

Figura 3.1: Rede mutuamente sincronizada com quatro nós. ... 30

Figura 3.2: Método servo-síncrono. 31

Figura 3.3: Pacote com informação de temporização (ToP). O instante significativo é geralmente a borda frontal do cabeçalho do pacote. O PDV representa a variação desses instantes significativos (retirado de [11]). 34

Figura 3.4: Método básico de determinação de atraso de propagação de pacotes usando o mecanismo de requisição e resposta de atraso (retirado de [30]). 36

Figura 4.1: Acoplamento de osciladores com um mestre e *n* escravos..... 43

Figura 4.2: Sistema mestre-escravo em uma rede de pacotes. .. 50

Figura 4.3: Processo de envio e recebimento dos pacotes. 51

Figura 4.4: Estimativa de T_m a partir de y_j em função de j..... 52

Figura 4.5: Diagrama de blocos do esquema proposto..... 58

Figura 5.1: Histograma de variação de d_j com distribuição de probabilidade simétrica triangular e média igual a zero, considerando valores mínimo e máximo igual a $d_{min}=-0,1ms$ e $d_{max}=0,1ms$, respectivamente. Essa distribuição foi obtida via simulação numérica..... 63

Figura 5.2: Tempo de chegada y_j (medido em *ms*) do pacote $j=1,2,3,\ldots,6\times10^5$ no "buffer". 63

Figura 5.3: Tempo de retirada w_j (em *ms*) do pacote j do "buffer". 64

Figura 5.4: Nível de ocupação percentual do "buffer" ($z(t)/Z$) em função do tempo t (em ms). 64

Figura 5.5: Estimativa $\hat{T}_{m,k}$ na janela de observação k..... 66

Figura 5.6: Estimativa $\hat{D}_k$ na janela de observação k..... 66

Figura 5.7: Erro de período p_k na janela de observação k. 67

Figura 5.8: Erro de fase q_k na janela de observação k. 68

Figura A.1: Estimativa de T_m. 93

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 2.1: Taxa de escorregamento e interval médio de "slip". 13

Tabela 2.2: Qualidade dos relógios, de acordo com as recomendações do ITU-T. 18

Tabela 2.3: Requisitos de sincronização em redes móveis..... 28

Tabela 5.1: Desempenho em função de $|d_{\min}| = d_{\max}$ 69

Tabela 5.2: Desempenho em função de *L*. 70

Tabela 5.3: Desempenho em função de T_m..... 72

Tabela 5.4: Desempenho em função da frequência de transição do PDV. 75

Tabela 5.5: Desempenho considerando desvios na distribuição triangular do PDV. 77

Tabela C.1: Desempenho em função do ganho *G* para o DPPL-1. 100

Resumo

Considere um sistema de comunicação em que um equipamento transmissor envia pacotes de dados, de tamanho fixo e a uma taxa uniforme, a um equipamento receptor. Considere também que esses equipamentos estejam conectados por uma rede de comutação de pacotes, que introduz um atraso aleatório a cada pacote que trafega na rede. Nesta tese, é proposto um modelo de recuperação adaptativa de relógio capaz de sincronizar as frequências e as fases desses dispositivos, dentro de certos limites especificados de precisão. Esse método para atingir sincronização de frequência e de fase é baseado em medições dos tempos de chegada dos pacotes ao receptor, que são usados para controlar a dinâmica de um "phase-locked loop" (PLL) digital. O desempenho desse modelo é avaliado através de simulações numéricas realizadas considerando valores de parâmetros realistas. Os resultados indicam que esse esquema tem potencial para ser usado em aplicações práticas.

Palavras-chave: "jitter" de atraso, PLL digital, recuperação adaptativa de relógio, rede de comutação de pacotes, sincronização.

Abstract

Consider a communication system in which a transmitter equipment sends fixed-size packets of data at a uniform rate to a receiver equipment. Consider also that these equipments are connected by a packet-switched network, which introduces a random delay to each packet. In this thesis, we propose an adaptive clock recovery scheme capable of synchronizing the frequencies and the phases of these devices, within specified limits of precision. This scheme for achieving frequency and phase synchronization is based on measurements of the packet arrival times at the receiver, which are used to control the dynamics of a digital phase-locked loop (PLL). The scheme performance is evaluated via numerical simulations performed by using realistic parameter values. The results suggest that this scheme has potential to be used in practical applications.

Keywords: adaptive clock recovery, delay jitter, digital PLL, packet-switched network, synchronization.

Relação de Siglas

3GPP – 3rd generation partnership project – (parceria do projeto de terceira geração)

CDMA – code division multiple access – (acesso múltiplo por divisão de código)

CUT – clock under test – (relógio sujeito a teste)

EDGE – enhanced data rates for GSM – (taxa aumentada de dados para redes GSM)

EEC – Ethernet equipment slave clock – (relógio escravo para equipamento Ethernet)

FDD – frequency division duplex – (duplex por divisão de frequência)

FS – frequency standard – (padrão de frequência)

GPS – global positioning system – (sistema de posicionamento global)

GSM – global system for mobile communications – (sistema global para comunicações móveis)

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers – (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)

IP – internet protocol – (protocolo de internet)

ITU – International Telecomunication Union – (União Internacional de Telecomunicações)

KALP – Kalman filter-based adaptive clock method with low-pass prefiltering – (método de relógio adaptativo baseado em filtro de Kalman com pré-filtro passa baixas)

LAN – local area network – (rede de acesso local)

LTE – long term evolution – (sistema de comunicação móvel sucessor à terceira geração)

MBMS – multimedia broadcast multicast service – (serviços multimídia broadcast e multicast)

MC – master clock – (relógio mestre)

MPD – mean propagation delay – (atraso de propagação médio)

MRTIE – maximum relative time interval error – (máximo erro relativo de intervalo de tempo ou MERIT)

MTIE – maximum time interval error – (máximo erro de intervalo de tempo ou MEIT)

PDV – packet delay variation – (variação de atraso de pacote)

PLL – phase-locked loop – (malha de sincronismo ou de travamento de fase)

PLR – packet loss ratio – (razão de perda de pacote)

PRC – primary reference clock – (relógio primário de referência)

PSN – packet switched network – (rede por comutação de pacote)

PTD – packet transfer delay – (atraso de transferência de pacote)

PTP – precision time protocol – (protocolo de precisão de tempo)

SC – slave clock – (relógio escravo)

SDH – synchronous digital hierarchy – (hierarquia digital síncrona)

SSM – synchronization status messaging – (mensagem de estado de sincronização)

STRS – synchronous residual time stamp – (marca de tempo residual síncrona)

TDM – time division multiplexing – (multiplexação por divisão do tempo)

TDMoIP – TDM over IP – (TDM sobre IP)

TE – time error – (erro de tempo)

TIE – time interval error – (erro de intervalo de tempo ou EIT)

ToD – time of day – (hora do dia)

ToP – timing over packet – (sincronismo sobre pacotes)

UTC – coordinated universal time – (tempo universal coordenado)

WCDMA – wide-band code-division multiple access – (acesso múltiplo por divisão de código em sequência direta de banda larga)

Relação de Símbolos

a_j – coeficiente de ponderação do método dos mínimos quadrados

A – constante que representa o valor de T_m no método dos mínimos quadrados

A_k – valor de A na janela de observação k

$\overline{A}^{(k)}$ – valor médio de A_k

B – constante que representa o valor do atraso de propagação do pacote, ou seja, $D+d_j$, no método dos mínimos quadrados

B' – corresponde à diferença $B–A$

B_k – valor de B' na janela de observação k

β – constante positiva relacionada ao peso a_j na ponderação heterogênea

c – ocupação média dos pacotes armazenados no “buffer”

$\vec{C}$ – vetor de parâmetros que relaciona A e B’

d_j – variação aleatória em torno de D; ou seja, é o PDV

D – tempo médio de propagação dos pacotes na rede

D_j – tempo de propagação do pacote j na rede

$\hat{D}_k$ – estimativa de D na janela de observação k

$\overline{D}^{(k)}$ – valor médio de $\hat{D}_k$

δ – constante positiva relacionada a y_j na ponderação heterogênea

Δf – diferença relativa entre as frequências f_s e f_{ref}

Δy_j – diferença de tempo de chegada de dois pacotes consecutivos no relógio escravo

f_{ref} – frequência de oscilação do relógio mestre

f_s – frequência de oscilação do relógio escravo

ϕ – desvio de fase

$\tilde{\phi}(k)$ – nível de ocupação de pacotes no “buffer” do escravo

G – ganho do DPLL

j – índice que rotula os pacotes que trafegam na rede

k – janela de observação dos pacotes

L – tamanho da janela de observação de pacotes, ou seja, número de pacotes sucessivos usados para estimar o período do mestre

M – relógio mestre

mdp – atraso médio de propagação (“mean propagation delay”), obtido conforme a recomendação 1588v2 do IEEE

n – número total de pacotes enviados pelo mestre

p_k – erro de período

$\bar{p}$ – média dos $|p_k|$

P – taxa de escorregamento para um PRC, que representa a sua precisão P, durante certo período de observação

$\vec{\psi}_j$ – vetor de variáveis independentes do método dos mínimos quadrados

q_k – erro de fase

$\bar{q}$ – média dos $|q_k|$

S – relógio escravo

s – período de observação utilizado na verificação de qualidade de relógio, de acordo com o processo estabelecido na recomendação G.810

$t(k)$ – instantes de tempo das amostras observadas na janela de observação k

$T(t)$ – intervalo de tempo medido em relógio qualquer no instante t

T_k – período de oscilação do relógio escravo na janela de observação k

T_m – período de oscilação do relógio mestre; isto é, o intervalo de tempo de envio entre dois pacotes consecutivos

$\hat{T}_{m,k}$ – estimativa de T_m na janela de observação k

T^* – ponto fixo do DPLL para entrada constante

T_{ref} – intervalo de tempo medido em relógio de referência no instante t

T_s – período de oscilação livre do relógio escravo; isto é, antes do início do processo de sincronização

τ – constante positiva que representa o quanto o atraso d_j se desvia "para mais" em relação ao que seria o valor obtido a partir da distribuição triangular original

V – soma dos quadrados das diferenças entre o dado numérico y_j e o valor previsto $\hat{y}_j$

w_j – instante de tempo em que o pacote j deixa o buffer do escravo

$x(t)$ – refere-se ao TE (“time error” ou “erro de tempo”), que é a diferença entre a medida de intervalo de tempo (T) e a medida de um mesmo intervalo (T_{ref}) provido por um relógio de referência, conforme a recomendação G.810 do ITU-T

x_j – instante de tempo em que o pacote j é enviado pelo mestre

y_j – instante de tempo em que o pacote j chega ao buffer do escravo

$\hat{y}_j$ – valor estimado de y_j

Z – capacidade máxima do “buffer”

$z(t)$ – número de pacotes armazenados no “buffer” no instante t

Capítulo 1
Introdução

Há séculos que estudos sobre sincronismo e acoplamento de osciladores despertam o interesse da comunidade científica. Um dos primeiros registros marcantes sobre o tema data de fevereiro de 1665, quando o criador do relógio de pêndulo, o físico holandês Christiaan Huygens, constatou a conservação de sincronismo em dois relógios posicionados lado a lado em uma parede de seu quarto. Mesmo após Huygens provocar um distúrbio, que alterou o passo de um dos relógios, seus pêndulos voltaram a balançar em perfeita sincronia, ou seja, com mesma frequência, após alguns minutos. Huygens suspeitou que, de alguma maneira, os relógios estavam se influenciando mutuamente, talvez pela movimentação do ar ou pela vibração do suporte que os sustentavam. Ele observou que o efeito do sincronismo se perdia gradualmente apenas quando os relógios eram posicionados em paredes opostas; isto é, quando eram desacoplados. Essa descoberta é considerada o marco inicial de uma área de estudos de sistemas dinâmicos: a teoria do acoplamento dos osciladores, que é a base para os estudos de sincronização [1].

Sincronismo é assunto de pesquisa em diversas áreas do conhecimento, como a neurociência, que relaciona, por exemplo, a evolução da intensidade da sinapse entre neurônios com a atividade desses neurônios (quando há sincronismo entre os disparos neuronais, a sinapse se fortalece; quando não há, ela se enfraquece), ou à psiquiatra, que trata do tema em estudos sobre dislexia [2,3]; em biologia, há trabalhos sobre como e por que vaga-lumes machos piscam de forma síncrona, nas margens de rios na Malásia [1].

Em engenharia, mais precisamente na área de telecomunicações, existem estudos sobre sincronismo em comunicações digitais que datam da década de sessenta do século passado [4]. Normalmente, os equipamentos usados para realizar a transmissão de sinais digitais possuem um oscilador eletrônico que gera uma sequência de pulsos binários ou "bits", que são transmitidos em série de um emissor mestre *M* a um receptor escravo *S* (*S* de "slave"). Esse último, por sua vez, necessita identificar a sequência de forma precisa, ou seja, precisa determinar, de forma segura, o valor de cada bit (se é 0 ou 1). Para que isso ocorra, os osciladores de *M* e *S* devem estar acoplados e sincronizados. Se o sincronismo é perdido, a mensagem transmitida pode não ser compreendida. Os osciladores eletrônicos que geram os pulsos binários são chamados de "clocks" ou relógios e são utilizados como referência para contadores de bits e para sistemas de armazenamento de informações ou memórias ("buffers") [5].

A convergência entre as tecnologias de computação e de telecomunicações tem sido realizada pela integração das infraestruturas necessárias para oferecer aplicações de voz, vídeo e dados em uma mesma rede [6]. Nesse contexto, uma preocupação é como garantir o sincronismo de aplicações em dispositivos baseados em multiplexação por divisão de tempo (TDM – "time division multiplexing") conectados em redes com comutação de pacotes (PSN –"packet switched network"). De fato, a qualidade de muitos serviços TDM sobre PSN ("TDM over IP") estão fortemente relacionados com o desempenho da estratégia de sincronização adotada [7,8], como visto na recomendação do ITU-T[1] de número G.8262[2].

---

[1] A sigla ITU refere-se à União Internacional de Telecomunicações ("International Telecommunication Union"). O ITU-T é o setor de padronização de telecomunicações do ITU.
[2] A letra G representa uma série de recomendações do ITU-T, sendo que cada dessas séries possui um número especifico, como por exemplo, as G.8261 e G.8262 [9,10]. O nome completo de cada uma das recomendações citadas nesta tese pode ser encontrado na bibliografia.

Vale ressaltar que os relógios internos dos equipamentos de telecomunicações estão sujeitos a “instabilidades” (ou seja, desvios do comportamento esperado), que podem ser geradas por agentes externos ou por problemas intrínsecos ocorridos durante sua fabricação ou por desgaste natural. Essas “instabilidades” causam desvios de fase na formação de um pulso, sendo tais desvios chamados de “slips” ou “bitslips”. Nesse caso, o bit passa a durar ou mais ou menos do que deveria e o receptor pode ler o mesmo pulso duas vezes ou ignorar sua existência [5].

Uma sincronização pobre afeta a qualidade de serviço em redes de comunicações. A ocorrência de “slips” pode perturbar os serviços de voz gerando ruídos audíveis, corromper as informações transmitidas, congelar ou distorcer quadros ou ainda provocar uma defasagem entre áudio e vídeo em uma transmissão de vídeo digital, tarifar incorretamente serviços de comunicações móveis ou, até mesmo, “derrubar” serviços de dados criptografados.

1.1 Sincronismo em redes de telecomunicações

A precisão do sincronismo em redes de telecomunicações é um requisito fundamental e obrigatório para manter o bom desempenho da rede. Para isso, conhecer os limites em que os valores de certos parâmetros variam é fundamental. Geralmente, a sincronização se refere à frequência comum entre os relógios dos vários equipamentos. Essa frequência é amplamente conhecida como o sinal de referência que é entregue à rede. Sincronização de fase e sincronização de tempo, por outro lado, são características que não podem ser obtidas da frequência comum de referência, mas em algumas aplicações são

requisitos obrigatórios. A seguir, apresentam-se algumas definições a respeito dos tipos de sincronização tratadas neste trabalho.

1.1.1 Sincronização de frequência

Sincronização de frequência nada mais é do que a distribuição de uma referência comum de frequência utilizada pelos elementos de uma rede para controlar os seus osciladores locais. É importante ressaltar que dois ou mais relógios podem estar sincronizados em frequência, mas, ao mesmo tempo, não terem fase comum. O erro de sincronização de frequência é definido pela comparação da frequência real gerada pelo relógio interno de um nó escravo com a referência primária gerada pelo nó mestre [11].

A Figura 1.1 mostra um exemplo de dois sinais sincronizados em frequência. Nesse exemplo, a duração do período t_1 de oscilação do mestre é igual ao período t_2 do escravo e, consequentemente, as frequências também são iguais. No entanto, existe um desvio de fase ϕ constante que, no caso, apresenta valor igual a $\phi = t_1/2 = t_2/2$.

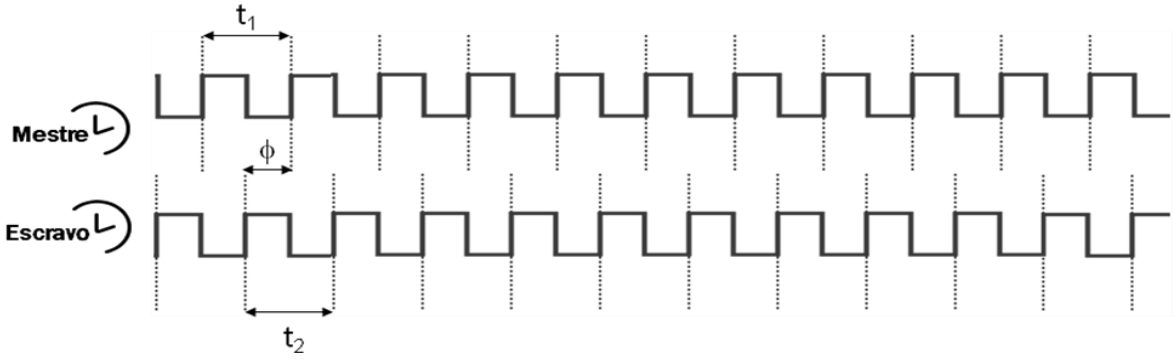


Figura 1.1: Exemplo de sincronização de frequência entre dois sinais: $t_1 = t_2$ e ϕ = constante.

O sincronismo de frequência é requisito mínimo em transmissões entre estações móveis ou mesmo em alguns sistemas de comunicações ópticos; e ter um sistema "estável" cumpre com as exigências regulamentares, pois facilita a transferência de dados entre os elementos da rede. Essa "estabilidade" pode ser medida através do erro de sincronização de frequência Δf que é definido pela comparação da frequência real gerada pelo relógio interno de um nó escravo com a referência primária.

De fato, o erro Δf é geralmente escrito como a diferença relativa entre a frequência f_s de oscilação de um relógio escravo qualquer na rede e frequência f_{ref} do relógio mestre, expressa em partes por milhão (ppm) ou em partes por bilhão (ppb) [12]. Assim:

$$\Delta f\,(ppb) = \frac{f_{ref} - f_s}{f_{ref}}.10^9 \qquad (1.1)$$

Nesse caso, a unidade é ppb. Se fosse ppm, a constante multiplicativa na Expressão (1.1) seria 10^6.

1.1.2 Sincronização de fase

Sincronização de fase implica que todos os elementos têm acesso aos mesmos instantes de transição do sinal de referência, que ocorrem nas bordas de subida (ou descida) do mesmo. Este tipo de sincronização refere-se à diferença de fases entre o relógio interno de um escravo e a referência principal da rede. Erro de sincronização de fase é medido em unidade de tempo; normalmente em microssegundos ou (centenas de) nanossegundos [11]. A exigência sobre a

sincronização de fase implica não só que a frequência do relógio recuperado siga a da referência, mas também que o desvio máximo de fase entre a referência e a sincronização do relógio recuperado no escravo seja limitado.

A Figura 1.2 mostra um exemplo de sinais sincronizados em fase. Do mesmo modo que o exemplo apresentado na Figura 1.1, a duração dos períodos de tempo do mestre e do escravo é a mesma e, consequentemente, as frequências de oscilação também são. Nesse caso, para que o perfeito sincronismo de fase esteja estabelecido, o desvio de fase ϕ deve ser nulo.

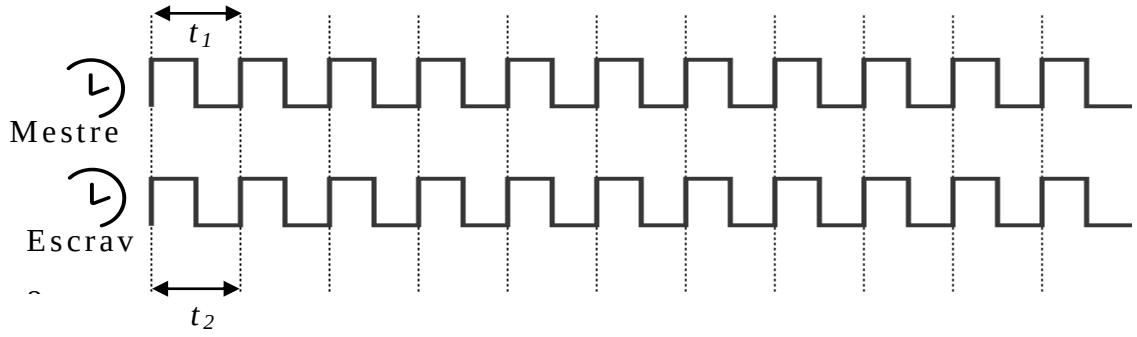


Figura 1.2: Exemplo de sincronização de fase entre dois sinais: $t_1 = t_2$ *e* $\phi = 0$.

1.1.3 Sincronização de tempo

Sincronização de tempo baseia-se em distribuir uma referência precisa sobre as transições temporais da rede. Nessa situação, o tempo e a fase estão intimamente relacionados e a sincronização de tempo pode ser considerada como sendo uma forma de se obter a sincronização de fase. Por exemplo, a União Internacional das Telecomunicações (ITU) possui um padrão de tempo especificado na

escala UTC (“coordinated universal time” ou tempo universal coordenado), que às vezes é usado em sistemas de telecomunicações e pode ser distribuído de acordo com a informação da hora do dia (“time of day” - ToD) [12]. O UTC é uma escala de tempo atômico concebida para aproximar o chamado “tempo universal”. Em redes de telecomunicações, esse tipo de sincronização pode ser obtido, por exemplo, através de redes de GPS (“global positioning system” ou sistema de posicionamento global). A Figura 1.3 apresenta um exemplo de sinais de sistemas sincronizados em tempo (desde o instante 16h00m01s). É possível notar que, nesse exemplo, cada transição do sinal ocorre a cada meio segundo (pois há dois bits por segundo). Garante-se que todos os sistemas ou elementos de uma rede possuem a mesma informação de tempo em cada uma das transições do sinal se há sincronização de frequência, de fase e de tempo [11].

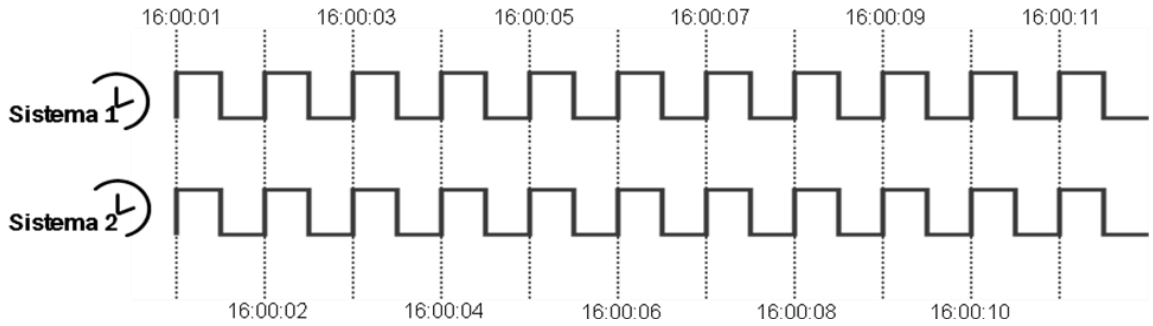


Figura 1.3: Exemplo de sincronização em tempo entre sistemas que obtêm a informação temporal de unidades de referência do tipo UTC de um GPS.

Nas ultimas décadas, os ambientes de redes locais (LAN – “local area network”) têm sido dominadas por redes de pacotes e essa tendência também tem sido refletida nas redes de transporte, em que muitos serviços são estruturados em protocolos como o IP (“internet protocol”). Dois dos motivos que tornaram um sucesso as redes

baseadas em pacotes são: a melhor eficiência no aproveitamento dos recursos de rede, devido às características estatísticas do tráfego, e a flexibilidade proporcionada por elas em absorver uma variedade de aplicações e de usuários [6].

Independentemente do modo com que a informação é transportada, seja em uma rede do tipo TDM ou por pacotes, o fato é que muitas das aplicações de voz, vídeo e dados necessitam de relógios internos dos elementos de rede operando de forma síncrona.

1.2 Objetivo do trabalho

A proposta deste trabalho é apresentar um modelo de recuperação adaptativa de relógio capaz de sincronizar as frequências e as fases entre elementos de rede em sistemas de comunicação por pacotes, respeitando certos limites especificados de precisão. Esse esquema é baseado em medições dos tempos de chegada de pacotes ao receptor, que são usados para controlar a dinâmica de um DPLL (“digital phase-locked loop”).

A sincronização de tempo não é tratada nesse esquema. No entanto, uma vez estabelecidos os sincronismos de frequência e fase, sincronização de tempo pode ser obtida a partir de trocas e de processamentos de pacotes entre o mestre e o escravo. Além disso, as recomendações, que definem limites de desempenho para os sistemas de comunicação, especificam apenas requisitos de frequência e fase para o correto funcionamento dos mesmos. Esses requisitos são apresentados no Capítulo 2 e servem de meta para nosso esquema de sincronismo.

1.3 Estrutura do trabalho

Até aqui, tratou-se da relevância do estudo do sincronismo em redes de telecomunicações e das definições básicas de sincronização de frequência, de fase e de tempo.

No Capítulo 2, apresentam-se os osciladores usados como referências em equipamentos de transmissão de redes de telecomunicações. Introduzem-se os termos, as tolerâncias e os valores de parâmetros recomendados pelo ITU-T e que são adotados no mundo inteiro.

Exemplos de modos de sincronização são abordados no Capítulo 3, e com esses exemplos, pode-se verificar como é possível, através de diferentes alternativas, atingir o sincronismo entre diversos equipamentos de telecomunicações.

No Capítulo 4, apresenta-se o modelo proposto nesta tese. São definidos os parâmetros que devem ser levados em consideração para sincronizar as frequências e as fases de diferentes dispositivos, dentro de certos limites especificados de precisão.

Os resultados das simulações numéricas do modelo são descritos no Capítulo 5, no qual se mostra como é possível atingir as sincronizações de frequência e de fase com desempenhos satisfatórios, segundo as normas vigentes.

As considerações finais e as conclusões obtidas neste estudo são descritas no último capítulo, bem como um resumo dos resultados e sugestões de continuidade deste trabalho.

Nos Apêndices A, B e C detalham-se, respectivamente, o método dos mínimos quadrados considerado no modelo de relógio adaptativo, a análise da estabilidade da solução estacionária para equação de diferença de primeira ordem e os resultados de algumas simulações referentes à escolha do valor de um parâmetro do modelo.

Capítulo 2

Parâmetros de Referência para Sincronização

Considere redes de telecomunicações formadas por dispositivos ou elementos eletrônicos que processam sinais digitais. Tais elementos possuem relógios internos responsáveis pela geração da base de tempo dos sinais que identificam sequências de bits durante um determinado processo de transmissão. Conhecer os requisitos e as características dos diferentes tipos de relógios que compõe uma rede é fundamental para a compreensão do sincronismo. Neste capítulo, apresentam-se definições a respeito dos relógios mestre e escravo, importantes para a construção do modelo proposto, bem como os parâmetros e os requisitos relacionados com esses elementos.

2.1 Relógios de referência primária

Os relógios ou fontes primárias de referência, conhecidos como PRC (“primary reference clock”), têm como objetivo servir de referência mestre de sincronismo para uma rede. Todavia, devido ao elevado custo de fabricação (da ordem de dezenas de milhares de dólares, para osciladores de césio), eles não podem ser implantados indiscriminadamente em todos os elementos da rede. Esses relógios devem satisfazer os requisitos da recomendação G.811 do ITU-T [13]. Normalmente, são instalados em nós estratégicos ou entre redes de dois ou mais provedores de serviços de telecomunicações para distribuição do sinal de tempo.

Os PRCs, por definição, devem ter uma ótima precisão de longo prazo, o que significa ter uma "baixa" incidência de desvios de frequência em relação a outras referências. Para um determinado relógio ser reconhecido como uma fonte de referência primaria, ele necessita atender aos valores estabelecidos pelo ITU-T, que considera um PRC como sendo todo o oscilador que apresentar, no máximo, um escorregamento de frequência (um "slip") a cada 70 dias (segundo a recomendação G.811) para um sinal de uma onda quadrada de *2,048 Mbps* (megabits por segundo). De acordo com as recomendações G.703, G.781, G.803 e G.811, esse sinal deve possuir período de oscilação de 125 μs [13-16]. Dessa forma, tem-se que a taxa de escorregamento para um PRC, que representa a precisão *P*, durante um período de observação de 70 dias deve ser igual ou inferior a:

$$P = \frac{T_{\text{sinal}}}{2} \cdot \frac{1}{T_{\text{observação}}} \cdot n_{\text{slip}} = \frac{125.10^{-6}}{2} \cdot \frac{1_{\text{slip}}}{70_{\text{dias}}.24_{\text{horas}}.60_{\text{minutos}}.60_{\text{segundos}}} \cong 1{,}03.10^{-11} \qquad (2.1)$$

ou, simplificadamente, igual a 10^{-11}.

Evidentemente, diferentes níveis de exigência podem necessitar de outros valores de precisão ou de taxas de escorregamento. Relógios de qualidade inferior costumam apresentar uma quantidade maior de escorregamentos para o mesmo período de observação considerado na Expressão (2.1). De fato, é possível calcular a relação entre a precisão de um relógio e o intervalo médio para a ocorrência de um "slip" [16]. Essa relação é mostrada na Tabela 2.1.

O tempo é uma das quatro grandezas fundamentais independentes do Sistema Internacional de Medidas, junto com o comprimento, a massa e a temperatura [17]. Atualmente, utiliza-se uma escala de tempo atômica denominada Tempo Atômico Internacional (TAI –

"International Atomic Time" ou "Temps Atomique International"). Essa escala é baseada em dados provenientes de um conjunto mundial de relógios atômicos. Constitui, por acordo internacionalmente aceito, a referência de tempo em conformidade com a definição de um "segundo", que é a unidade fundamental de tempo atômico no Sistema Internacional de Unidades (SI). Assim, o segundo é definido como a duração de 9192631770 períodos da radiação correspondente à transição entre dois níveis de energia hiperfinos do átomo de césio 133 em seu estado fundamental, não perturbado por campos externos [18].

Tabela 2.1: Taxa de escorregamento e interval médio de "slip".

Precisão do relógio ou taxa de escorregamento	Intervalo médio de tempo de ocorrência de um "slip"
$\pm 10^{-13}$	7000 dias
$\pm 10^{-12}$	700 dias
$\pm 10^{-11}$	70 dias
$\pm 10^{-10}$	7 dias
$\pm 10^{-9}$	17 horas
$\pm 10^{-8}$	1,67 horas
$\pm 10^{-7}$	10 minutos
$\pm 10^{-6}$	1 minuto
$\pm 10^{-5}$	6 segundos
$\pm 10^{-4}$	0,6 segundos
$\pm 10^{-3}$	0,06 segundos

Na construção dos mais precisos relógios de referência primária, utilizam-se osciladores a césio, que apresentam alta estabilidade com taxa de escorregamento da ordem de 10^{-13} (dado extraído do catálogo da empresa alemã Datum) [19].

É possível, entretanto, se obter precisão de 10^{-11}, ou melhor, não utilizando um relógio completamente autônomo a césio, mas empregando um controle direto do UTC (tempo universal coordenado) [12]. Atualmente, usam-se como referência, em muitas situações, os serviços de tempo e de frequência dos sistemas de navegação; como por exemplo, o GPS (“global position system”).

O GPS se constitui num sistema do departamento de defesa dos EUA composto por 24 satélites com cobertura mundial, dividido em seis órbitas, fornecendo informações de longitude, latitude, altitude e tempo. Os receptores de GPS podem ser utilizados como fonte de referência de sincronismo de elevada precisão de longo prazo, além de poder apresentar o tempo real do UTC [5]. Por se tratar de um sistema de satélites, o sinal do GPS está sujeito a interferências atmosféricas; além disso, seu controle está associado às determinações do governo americano. Portanto, não há garantia de disponibilidade plena do sinal a todo instante.

2.2 Definições relativas ao comportamento de relógios

As degradações de desempenho associadas às interferências e aos atrasos de propagação são, basicamente, causadas pelos relógios que geram os sinais de sincronismo e/ou pela rede que os transportam. A recomendação G.810 do ITU-T é a responsável por

definir a maior parte dos termos e especificações relacionados a desempenho [12]. Algumas dessas definições são dadas a seguir.

"Ageing" é uma alteração sistemática na frequência devido a mudanças internas no oscilador; principalmente, devido a movimentos intrínsecos do cristal que o constitui.

"Drift" é uma mudança na frequência de um oscilador devido a envelhecimento, alterações das condições ambientais ou outros fatores externos [12].

"Precisão" é o desvio máximo de certa medida em relação à medida desejada. Por exemplo, um relógio tem precisão de uma parte por bilhão se o desvio de frequência não for maior do que 10^{-9} da frequência especificada, como indicado na Expressão (1.1).

"Jitter" é definido como sendo variações de fase com período curto (variações com frequência maior que 10 *Hz*) dos instantes significativos de um sinal digital em relação à sua posição ideal de referência no tempo. A Figura 2.1 ilustra como é medido o "jitter". Como, normalmente, a leitura do bit é efetuada no instante que corresponde a metade do pulso, então a amplitude do "jitter" não deveria ser maior ou igual do que a metade da largura do pulso, a fim de não comprometer a leitura correta do bit [14]. Os efeitos do "jitter" se refletem na dificuldade dos equipamentos digitais em amostrar os sinais adequadamente, devido às suas rápidas variações de fase [20]. Na Figura 2.1, a área achurada representa a variação do sinal no domínio do tempo e representa o "jitter" do sinal.

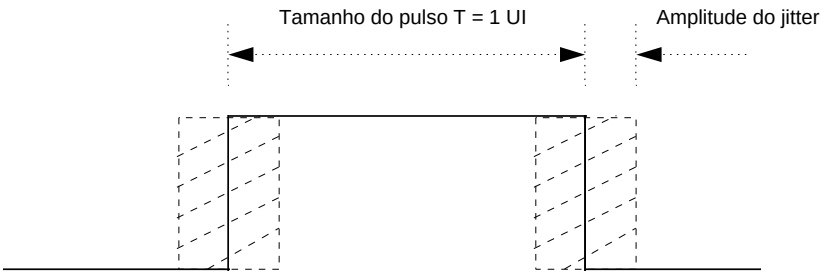


Figura 2.1: Tolerância de jitter.

"Wander" é definido como sendo variações de fase com período longo (frequência menor que 10 *Hz*) dos instantes significativos do sinal digital, relativamente à sua posição ideal no tempo.

A qualidade dos relógios é avaliada a partir dos seguintes parâmetros: estabilidade no estado "holdover", precisão em oscilação livre e capacidade de "pull-in"/"hold-in".

A estabilidade em "holdover" define o desvio de frequência apresentado por um relógio, após esse ter perdido sua referência. É o tempo que esse relógio permanece com a sua qualidade inalterada após essa perda de referência.

A precisão em oscilação livre se relaciona com o desvio de frequência máximo admissível de um relógio que tenha entrado em "holdover" por um longo período (de dias ou semanas), não se encontrando sob a influência de sinal de referência algum. Um relógio de rubídio, por exemplo, necessita de uma referência externa para garantir sua precisão; sendo, portanto, mais comumente utilizado como uma referência local em conjunto com outro PRC. Tal relógio

possui uma excelente estabilidade em “holdover” (que é a capacidade de manter, por certo período, a mesma oscilação de um relógio mestre, quando esse é perdido) e é relativamente econômico.

A capacidade de “pull-in”/“hold-in” ou faixa de captura relaciona-se com o fato de o relógio poder ser sincronizado e poder manter o sincronismo com outro relógio com mesmo nível de precisão ou superior.

2.3 Tipos de relógios

Como o impacto da ocorrência de escorregamentos depende do tipo de serviço e do nível de tráfego, resultando em diversas qualidades de relógios exigidos, são definidos limites distintos para cada tipo de relógio, de acordo com a sua aplicação [13, 21, 22]. Essas qualidades estão apresentadas na Tabela 2.2.

A Figura 2.2 apresenta exemplos de configurações que podem ser utilizadas em equipamentos de referência de relógios, variando o tipo de cristal utilizado e, com isso, sua precisão [18]. Relógios a quartzo, de sistemas de telecomunicações, quando acoplados diretamente a osciladores de césio, apresentam a máxima precisão em relação à estabilidade de frequência, ou seja, 10^{-13}. Quando o mesmo quartzo está acoplado a um sistema de captação de sinal por GPS, a precisão obtida é um pouco menor, 10^{-11}; porém, ainda dentro da especificação G.811 para ser usado como um relógio de referência primária [13]. O uso ou não de rubídio, como explicado anteriormente, garante um período maior de “holdolver”, caso o sinal de GPS

seja interrompido. Relógios a quartzo de elevada confiabilidade podem atingir uma precisão máxima de 10^{-10} [21].

2.4 Modos de operação dos relógios escravos

Existem quatro categorias de operação dos relógios escravos: ideal, real, autônomo ("holdover") e livre ("free-running"), que são explicadas a seguir [12].

Tabela 2.2: Qualidade dos relógios, de acordo com as recomendações do ITU-T.

Relógio	Estabilidade da frequência	Qualidade
PRC (G.811)	10^{-11}	Q1
Relógio Trânsito (G.812T)	10^{-9}	Q2
Relógio Local (G.812L)	2.10^{-8}	Q3
Relógio interno de um elemento de rede do tipo SDH (G.81s)	$4{,}6.\ 10^{-6}$	Q4
Qualidade desconhecida		Q5

A operação ideal reflete o desempenho do relógio quando não existe qualquer degradação no sinal de entrada de referência.

A categoria de operação real reflete o desempenho do relógio escravo, considerando o impacto das condições reais de operação, tais como efeitos de “jitter”, comutação de proteção e etc.

O modo autônomo representa a situação em que o oscilador local perde o sinal de referência por um determinado intervalo de tempo; porém, através de técnicas de armazenamento de fase, mantém sua precisão de acordo com a última comparação efetuada com a referência de sincronismo.

No modo livre, o oscilador local não recebe qualquer referência externa e não usa técnica alguma de armazenamento de referência. A estabilidade da frequência desse sinal depende apenas da precisão do próprio oscilador.

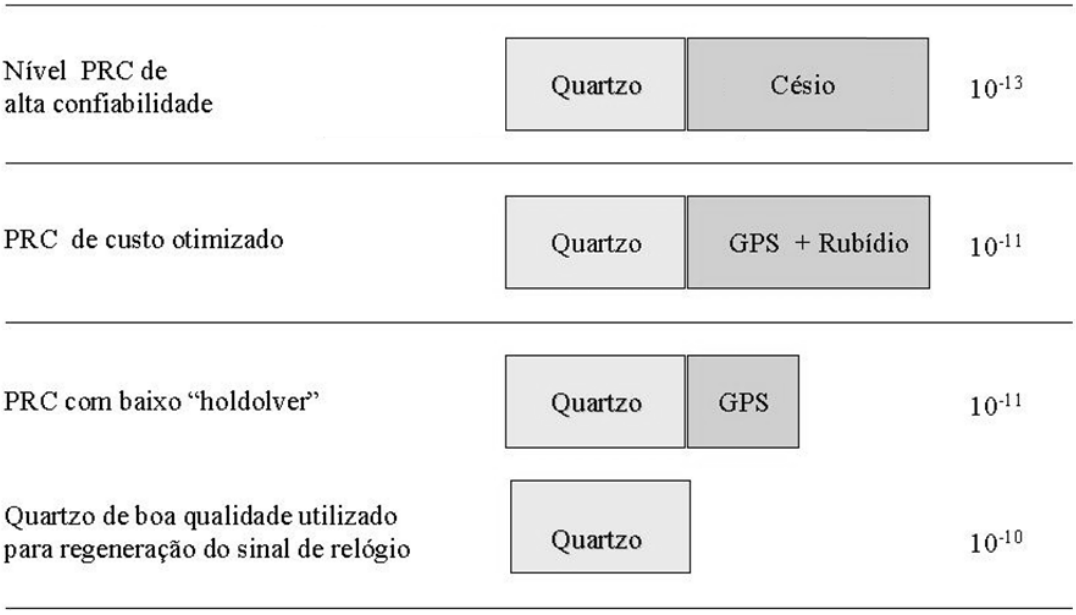


Figura 2.2: Exemplos de configuração de relógios de referência.

Os conceitos associados às definições das quatro categorias descritas servem de base para a medição dos parâmetros de qualidade dos osciladores, presentes nos diversos elementos de rede espalhados em um sistema de comunicação, e para a avaliação da capacidade que os mesmos possuem de preservar o sincronismo [12].

2.5 Parâmetros de medidas de qualidade dos relógios

Quando se procura pelo "melhor relógio", isso significa, explicitamente, que se deseja um relógio com a melhor estabilidade em frequência possível [23]. Ao medir o desempenho de relógios, a configuração do método de medição influencia os resultados. O ITU-T recomenda que as medidas sejam feitas através ou de uma configuração de sincronização ou de uma configuração independente.

A configuração de sincronização pode ser utilizada quando dois sinais, envolvidos em uma medição de atraso, estão conectados a um mesmo relógio mestre em uma rede. Dois casos práticos são apresentados na Figura 2.3, extraídos da recomendação G.810 do ITU-T.

No modelo de medição em laboratório, da configuração de sincronização (Figura 2.3a), o sinal de saída de sincronismo $T(t)$ de um relógio de referência (FS) é acoplada à entrada de sincronismo $T_{ref}(t)$ do relógio sujeito ao teste (CUT). Dessa forma, a medição $x(t)$ é feita comparando-se as saídas de ambos os relógios.

O termo $x(t)$ ou TE ("time error" ou "erro de tempo") é a diferença entre a medida de intervalo de tempo (T) e a medida de um

mesmo intervalo (T_{ref}) provido por um relógio de referência [24]. Matematicamente, o TE pode ser expresso como:

$$TE(t) = x(t) = T(t) - T_{ref}(t) \tag{2.2}$$

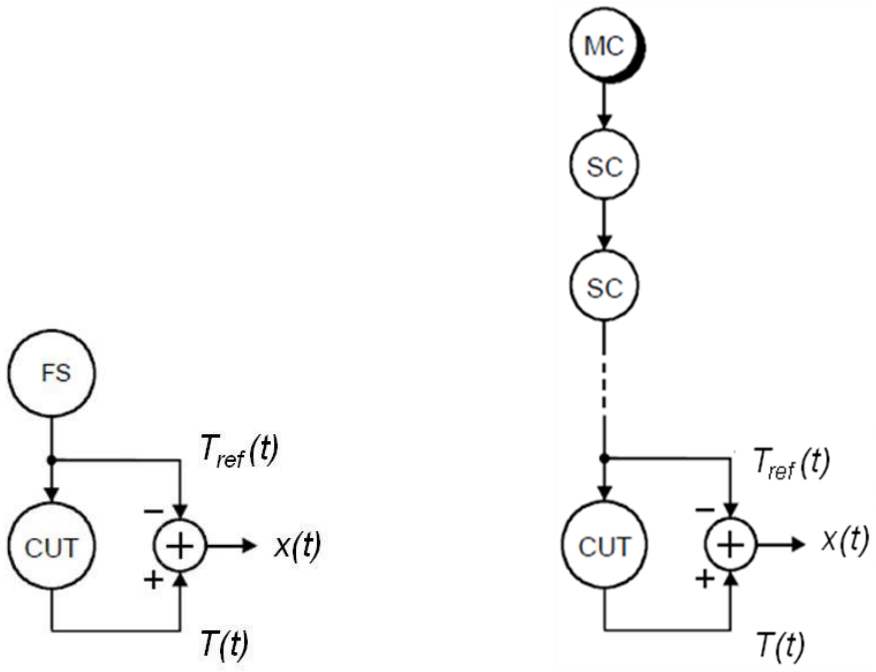
No modelo de medição em campo, da configuração de sincronização (Figura 2.3b), um relógio mestre (MC) fornece a uma cadeia de relógios escravos (SC) certa qualidade de sinal de sincronismo. Escolhe-se um relógio (CUT) e comparam-se a entrada e a saída de sincronização desse último.

Note que, em ambos os casos da configuração de sincronização, o objetivo é verificar a capacidade que um determinado relógio tem de transferir um sinal de referência de sincronismo. Ou seja, não está sendo avaliado se o relógio possui boa estabilidade para ser utilizado como referência, mas, sim, o quanto o mesmo gera de atraso em uma cadeia de sincronização.

A configuração independente de medição de atraso pode ser utilizada em qualquer situação em que o sinal de referência é independente do sinal de relógio a ser medido. Dois casos práticos são apresentados na Figura 2.4, também extraídos da recomendação G.810 do ITU-T.

No modelo de medição em laboratório, da configuração independente (Figura 2.4a), a medição é feita comparando-se a saída de sincronismo de um relógio de referência (FS) com a saída de sincronismo do relógio a ser medido (CUT). Nesse caso, o objetivo é saber qual é a qualidade do relógio. Por exemplo, se CUT for um relógio a quartzo, então FS deve ser também a quartzo e possuir as características desejadas em CUT, para que o processo seja coerente.

No modelo de medição em campo, da configuração independente (Figura 2.4b), um relógio mestre (MC) fornece a uma cadeia de relógios (SC) certa qualidade de sinal de sincronismo. Escolhe-se um relógio (CUT) e comparam-se a saída de sincronização desse relógio com a saída de sincronização de um relógio de referência (FS). Nesse modelo, o foco é determinar a qualidade do sincronismo no final de uma cadeia; ou seja, descobrir quanto vale o atraso sofrido pelo sinal gerado pelo mestre, após percorrer vários relógios.

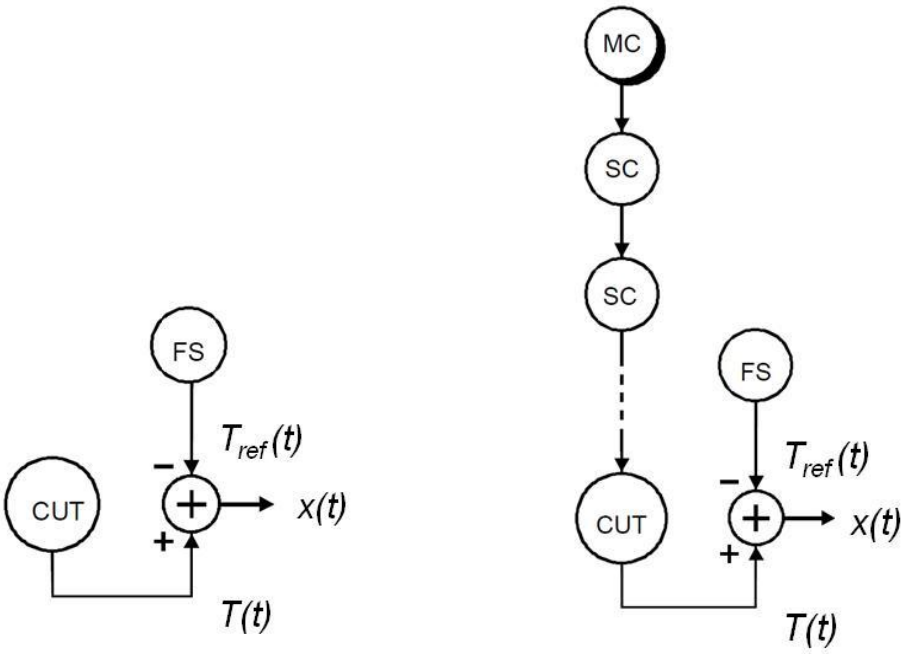


a) Modelo de medição de relógio em laboratório

b) Modelo de medição de relógio em campo

CUT – Clock Under Test (Relógio Sujeito a Teste)
FS – Frequency Standard (Padrão de Frequência)
MC – Master Clock (Relógio Mestre)
SC – Slave Clock (Relógio Escravo)

Figura 2.3: Exemplo de medição do TE utilizando a configuração de sincronização (retirado de [12]).



a) Relógio com oscilação livre medido em laboratório

b) Medição em campo de uma cadeia de sincronização

CUT – Clock Under Test (Relógio Sujeito a Teste)
FS – Frequency Standard (Padrão de Frequência)
MC – Master Clock (Relógio Mestre)
SC – Slave Clock (Relógio Escravo)

Figura 2.4: Exemplo de medição do TE utilizando a configuração independente (retirado de [12]).

Uma vez que a frequência de variação do *x(t)* obtida dos sinais de relógio costuma ser baixa e extremamente difícil de medir, o ITU-T define alguns parâmetros que devem ser considerados na avaliação da qualidade de um sistema síncrono. Esses parâmetros são:

- TIE (erro de intervalo de tempo ou EIT)
- MTIE (máximo erro de intervalo de tempo ou MEIT)

- MRTIE (máximo erro relativo de intervalo de tempo ou MERIT)

O TIE é o TE (o *x(t)*) durante um período de observação *s* [12]. Assim, o TIE pode ser calculado através da expressão:

$$TIE(t;s) = [T(t+s) - T(t)] - [T_{ref}(t+s) - T_{ref}(t)] = x(t+s) - x(t) \quad (2.3)$$

A estabilidade dos relógios é medida basicamente por seu MTIE. Para se calcular o MTIE, o *x(t)* é medido continuamente durante um período de observação *s*, em relação ao UTC (tempo universal coordenado), obtendo-se uma curva de retardo temporal. O MTIE representa a diferença entre os valores máximo (x_{max}) e mínimo (x_{min}) do *x(t)* no período de observação *s*. Portanto:

$$MTIE(s) = x_{\max}(t) - x_{\min}(t) \quad (2.4)$$

O desvio de frequência em longo prazo é determinado dividindo-se o valor de MTIE pela duração *s* do período de observação. O "wander" de um relógio, por exemplo, é expresso em MTIE e utiliza a configuração de medição independente mostrada na Figura 2.4a.

A "instabilidade" em curto prazo, ou "jitter" do sinal, equivale ao quociente entre o erro de intervalo de tempo e o tempo de observação. Assim:

$$\frac{TIE(t;s)}{s} = \frac{x(t+s) - x(t)}{s} \quad (2.5)$$

Inevitavelmente, todos os relógios, arquiteturas de rede, processos de multiplexação e processamento de pacotes contribuem para o surgimento de "wander" e "jitter", que prejudicam a sincroni-

zação. O desafio está em controlar e compensar esses efeitos, de tal modo que os parâmetros de TE, TIE, MTIE e MRTIE estejam dentro dos limites estabelecidos de cada aplicação ou recomendação [12].

2.6 Valores de parâmetros de qualidade para alguns sistemas de telecomunicações

Redes de rádio e, especialmente, os sistemas FDD ("frequency division duplex") requerem sempre estabilidade de frequência, que estabelece requisitos rigorosos para a sincronização. A estabilidade da frequência deve ser garantida na interface aérea de propagação, a fim de minimizar perturbações, facilitar a transferência de dados entre os elementos de rede e cumprir as exigências regulamentares; ou seja, a sincronização deve garantir que o espectro de rádio não seja transmitido em canais adjacentes. Além disso, muitas redes existentes de multiplexação e demultiplexação de dados requerem sincronização de frequência em toda a rede [15].

Conforme apresentado no Capítulo 1, o erro de sincronização de frequência é definido pela comparação da frequência real gerada pelo relógio interno de um nó escravo com a referência primária e costuma ser expresso em partes por milhão (*ppm*) ou em partes por bilhão (*ppb*). Como exemplo, o 3GPP[1] especifica que o WCDMA[2] e os sistemas LTE[3] requerem estabilidade de frequência do sinal de rádio transmitido de até ± 50 *ppb* [25]. Além disso, as especificações do GSM[4], EDGE[5] e do CDMA2000[6] apresentam essas mesmas exigências de estabilidade de frequência. O funcionamento adequado de uma "hand-over" (troca de célula de um aparelho móvel em uma rede de telefonia celular) na interface aérea e nas redes móveis exigem que

os relógios de uma estação rádio base devam cumprir determinados requisitos de sincronização, como descrito a seguir:

- **GSM/EDGE:** de acordo com o 3GPP TS 45.010 [25], os sistemas da rede de telefonia baseada em GSM/EDGE demandam por uma precisão de frequência de 50 *ppb* na interface aérea. Não há exigências quanto à sincronização de tempo ou de fase.

- **LTE (FDD – "frequency division duplex"):** de acordo com o 3GPP TS 36.104 [27], a precisão da modulação da frequência da portadora de uma estação rádio base também deve ser menor do que 50 *ppb* e os requerimentos para a sincronização de fase para MBMS ainda não estão claros.

- **LTE (TDD – "time division duplex"):** mais uma vez, de acordo com o 3GPP TS 36.104 [27] e o 3GPP TS 36.133 [28], a precisão da modulação da frequência da portadora de uma estação rádio base também deve ser menor do que 50 *ppb* e o máximo desvio de tempo para a interface aérea deve ser menor do que ± 1,5 μs.

[1]3GPP ("3rd generation partnership project").
[2]WCDMA ("wide-band code-division multiple access" – acesso múltiplo por divisão de código em sequência direta de banda larga).
[3]LTE ("long term evolution" – sistema de comunicação móvel sucessor à terceira geração).
[4]GSM ("global system for mobile communications"-sistema global para comunicações móveis).
[5]EDGE ("enhanced data rates for GSM" – taxa de dados aprimorada para redes GSM).
[6]CDMA2000 ("code division multiple access" - acesso múltiplo por divisão de código").

Existem várias fontes de imprecisão de sincronização na recuperação interna de cada estação rádio base ou de outras aplicações. Neste estudo, um dos focos é estabelecer os parâmetros e características do transporte de sincronismo em uma rede de pacotes e a função de recuperação de sincronização do relógio nessas redes.

Conforme apresentado, as recomendações existentes do ITU-T apontam para a necessidade de se utilizar uma referência G.811 para garantir um transporte de informações digitais com uma baixa taxa de escorregamento de bits e a Tabela 2.3 apresenta um resumo dos requisitos de sincronização em redes de comunicações móveis citados anteriormente. Evidentemente, diversas outras tecnologias, como as utilizadas em televisão digital, por exemplo, necessitam definir parâmetros semelhandes de sincronização para garantir seu adequado funcionamento.

O uso de osciladores de césio ou de redes de GPS em todos os elementos de uma rede de telecomunicações resolve o problema do sincronismo, mas apresenta um custo elevado de implantação, sendo economicamente inviável. Por essa razão, a busca por uma distribuição de sincronismo mais econômica e mais eficiente tem sido tema de discussões e de estudos nas últimas décadas.

Tabela 2.3: Requisitos de sincronização em redes móveis.

	Precisão de Frequência na Interface Aérea	Requisitos de Sincronização de Fase
GSM	± 50 ppb	Não Requer
WCDMA	± 50 ppb	FDD: Não Requer MBMS: ± 20 ms TDD: ± 1.5 µs
TD-SCDMA	± 50 ppb	FDD: Não Requer TDD: ± 1.5 µs
CDMA2000	± 50 ppb	±3 µs (±10 µs holdover)
WiMax	± 15 ppb	FDD: N.A. TDD: ± 0.7µs
LTE	± 50 ppb	LTE MBMS: ± 5 µs (valor preliminar) LTE TDD: ± 1.5 µs
DVB-H	Depende da faixa de frequência, mas deve ser de poucos ppb	DVB-H/T SFN: ± 1µs

CDMA2000 (Code Division Multiple Access)
GSM (Global System for Mobile Communications)
LTE (Long Term Evolution)
TD-SCDMA (Time Division Synchronous Code Division Multiple Access)
WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access)
WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access)
FDD (Frequency Division Duplex)
MBMS (Multimedia Broadcast and Multicast Services)
TDD (Time Division Duplex)
DVB-H (Digital Video Broadcasting Handhelds)
DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial)
SFN (Single. Frequency Network)

A seguir, são apresentados exemplos de estruturas e arquiteturas de redes síncronas, utilizando os parâmetros e as definições abordadas neste capítulo. Descreve-se como é possível, através de diferentes topologias, manter o sincronismo em frequência entre diversos equipamentos de transmissão. No próximo capítulo são apresentados também os principais conceitos e alternativas em uma sincronização por meio de pacotes de informação.

Capítulo 3

Modos de Sincronização

Nas redes de telecomunicações síncronas tradicionais, os relógios são acoplados através de conexões físicas diretas e existem basicamente dois métodos fundamentais de sincronismo: o auto-síncrono ou mutuamente sincronizados e o servo-síncrono ou em cascata [12]. Tanto nessas redes, quanto nas redes de sincronismo sobre pacotes, o atraso de propagação do sinal de sincronismo ou do pacote deve ser levado em consideração.

Neste capítulo, são apresentadas as estruturas de sincronização, através dos métodos previamente citados, das redes síncronas tradicionais. São abordados também os conceitos fundamentais de sincronismo sobre pacotes.

Dentro do contexto das redes de pacotes, existem dois métodos de sincronização que devem ser discutidos: o primeiro trata de um sistema no qual existe uma troca bidirecional de pacotes entre o mestre e o escravo, que faz parte da recomendação 1588 versão 2 do IEEE. O segundo envolve uma estratégia um pouco diferente, em que a troca de pacotes é unidirecional e acontece apenas do mestre para o escravo, sendo conhecido como “método adaptativo de recuperação de relógio”. O esquema de sincronização proposto nesta tese baseia-se nesse último método.

3.1 Estruturas de sincronização

As redes e os sistemas de sincronização tradicionais operam na camada física de rede e estão diretamente relacionados com as grandezas físicas dos sinais de referência e com o formato da conexão entre os diversos elementos existentes.

Em uma estrutura com elementos mutuamente sincronizados, cada nó recebe o sinal de sincronismo dos vizinhos, sendo que sua dinâmica é afetada por uma média ponderada dos sinais recebidos [12]. Essa estrutura tem a vantagem de que as perturbações são mais bem absorvidas, pois são distribuídas para todos os nós, sendo mais imune às falhas. Por exemplo, a perda de um nó pode não implicar a perda do sincronismo. Entretanto, eventuais reconfigurações em grandes redes podem gerar instabilidades [29]. Tal topologia está exemplificada na Figura 3.1, para uma rede composta de apenas quatro relógios, representados por R_1, R_2, R_3 e R_4.

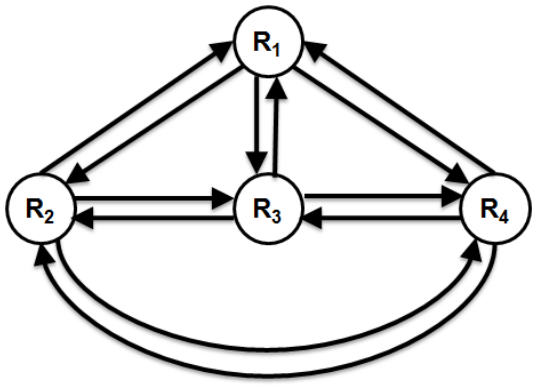


Figura 3.1: Rede mutuamente sincronizada com quatro nós.

No método servo-síncrono, os nós individuais de uma rede são sincronizados em cascata por um relógio de referência [12]. A referência de sincronismo pode ser fornecida diretamente por uma rede de sincronismo independente ou através da rede de transporte; ou seja, pode ser do tipo distribuído ou do tipo mestre-escravo [29].

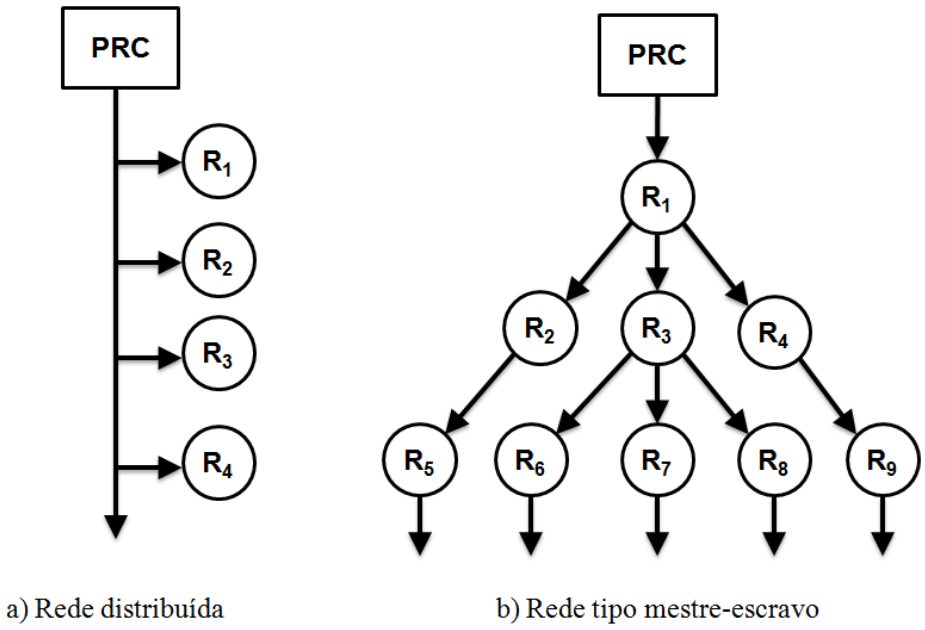


Figura 3.2: Método servo-síncrono.

Na estrutura distribuída, a informação de sincronismo utiliza uma via independente para a distribuição da referência de sincronismo, conforme ilustrado na Figura 3.2a. Na estrutura do tipo mestre-escravo, a distribuição do sinal de sincronismo é feita a partir de um único nó mestre (PRC), normalmente de precisão 10^{-11} (segundo G.811). O sinal de sincronismo é distribuído para os demais nós da rede (os relógios R_j, com j=1,2,3,...) e tal estrutura está exemplificada na Figura 3.2b. Essa estrutura apresenta como vantagem a simplicidade de implantação, uma vez que a frequência da rede é controlada por um único nó mestre. Mas, se ocorre uma

perturbação na frequência desse nó importante da rede, os demais nós podem perder a referência de sincronismo. Outra desvantagem é a degradação cumulativa do sinal ao longo da rede, causada principalmente pelos atrasos de processamento e de propagação do sinal de um nó para outro.

3.2 Sincronismo sobre pacotes

Independentemente da forma com que os elementos de rede estão sincronizados, o sincronismo sobre pacotes (ToP - “timing over packet”) é uma distribuição de sinal de tempo inserido em um pacote (“time stamp”), gerado por um mestre com acesso a um relógio de referência primária (PRC). Esse método é uma das soluções alternativas para a sincronização de sistemas conectados através de uma arquitetura de redes de pacotes [30].

O mecanismo de sincronização em uma rede de pacotes é baseado na transmissão de um protocolo de precisão de tempo (PTP - “precision time protocol”) do mestre para um escravo. Portanto, as características da rede, como tempos de propagação e de processamento de pacotes, influenciam de diferentes maneiras a precisão da sincronização em um elemento de rede que necessita extrair o sinal de referência de tempo [31].

A estrutura da rede existente entre o mestre e um escravo pode apresentar diversas topologias e arquiteturas, passando por redes assíncronas, determinísticas, estatísticas e etc. [6]. Além disso, redes comutadas por pacotes apresentam atrasos, variação de atrasos e até mesmo perda de pacotes. O termo “packet transfer delay” (atraso

transferência absoluta de pacotes) é geralmente usado para descrever o tempo de propagação de um pacote em uma rede, a partir do instante que o mesmo deixa o mestre e chega a um determinado escravo.

A fim de assegurar que todos os relógios de uma rede de pacotes permaneçam síncronos, um método de recuperação de sincronização no ambiente do pacote deve ser implantado. Esse é o tema desta tese.

O comportamento dessas redes costuma ser avaliado, basicamente, por três parâmetros: “packet transfer delay” (PTD), “packet delay variation” (PDV - variação do atraso dos pacotes) e “packet loss ratio” (PLR - razão de perda de pacote) [30]. Esses parâmetros são explicados a seguir:

- **PTD:** para a sincronização de frequência, quando o PTD é constante, esse atraso de transferência não afeta de forma alguma o desempenho do pacote de transmissão de tempo. Isso acontece porque a recuperação da frequência decorre da primeira derivada do PTD em relação ao tempo e a derivada de um PTD constante é zero.

- **PDV:** é o parâmetro de qualidade da rede com impacto direto sobre o desempenho dos pacotes de tempo, uma vez que, em uma rede real, o PTD não é constante. O PDV reflete a variação entre o tempo de propagação de diferentes pacotes em uma rede. A precisão que o escravo é capaz de alcançar na recuperação do relógio é uma função do comportamento estatístico do PDV na rede. Isso é levado em conta no nosso modelo.

- **PLR:** a sincronização através da troca de pacotes pode ser obtida a partir de uma determinada quantidade de pacotes de precisão de tempo (PTP); assim, é possível considerar que alguns pacotes serão perdidos ou mesmo descartados durante o processo. De fato, o escravo seleciona para o processamento uma quantidade menor dos pacotes enviados a partir do mestre. A seleção normalmente é baseada no critério de atraso de transferência mínima estimada. Nesta tese, supõe-se que o PLR é nulo; ou seja, não há perda de pacotes.

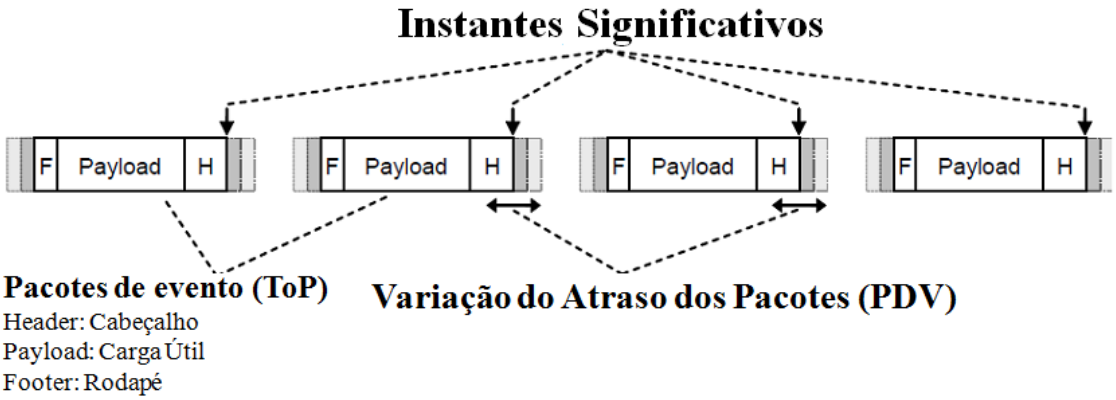


Figura 3.3: Pacote com informação de temporização (ToP). O instante significativo é geralmente a borda frontal do cabeçalho do pacote. O PDV representa a variação desses instantes significativos (retirado de [11]).

Em contraste com o "jitter" e o "wander" em um sinal de sincronismo convencional, o PDV apresenta em essência o mesmo efeito no ambiente de pacotes, como mostrado na Figura 3.3, que ilustra o momento significativo do sinal de sincronismo de pacotes. A borda frontal *H* do cabeçalho do pacote de tempo representa o momento de chegada do mesmo [32-34].

O escravo deve ser capaz de filtrar/eliminar os efeitos do PDV. Portanto, isso impõe também requisitos de estabilidade para os osciladores escravos e eles devem ser capazes de gerenciar períodos relativamente longos de amostragem. Por exemplo, o oscilador deve ser estável por até milhares de segundos [38].

3.3 A recomendação 1588 versão 2 do IEEE

Atualmente, uma solução utilizada para se obter sincronismo sobre pacotes é a conhecida como “precision time protocol” (PTP – protocolo de precisão de tempo), definida pela recomendação 1588 versão 2 do IEEE. Ela inclui [30]:

- o IEEE 1588v2 mestre, que normalmente será localizado no centro da rede. O mestre é conectado a um relógio de referência primária e gera os pacotes de tempo para um grande número de escravos.

- o IEEE 1588v2 escravo, que recebe os pacotes de sincronismo e gera o sinal de referência de relógio aos elementos de rede que estão diretamente ligados a ele. A função escravo consiste de um algoritmo de recuperação de relógio, que trabalha em conjunto com um oscilador interno do elemento secundário.

Em princípio, o PTP funciona de forma transparente através de qualquer elemento intermediário da rede de pacotes. Em seu caminho do mestre ao escravo, os pacotes de tempo sofrem atrasos, e cada atraso varia de pacote para pacote. O objetivo do escravo é poder recuperar/manter o sincronismo, mesmo quando o atraso imprime condições adversas à rede.

O PTP definido pela recomendação 1588 v2 do IEEE opera normalmente em duas fases. Na primeira, a hierarquia mestre-escravo é estabelecida, ou seja, o mestre identifica através de uma troca de pacotes quem é o escravo. Na sequência, o processo de sincronização identifica o atraso de propagação médio entre o envio dos pacotes do mestre ao escravo, após um determinado tempo de observação, para que esse último possa fazer as correções adequadas em seu relógio. O método para a determinação do atraso de propagação é apresentado na Figura 3.4, extraída da recomendação 1588 v2 do IEEE [30].

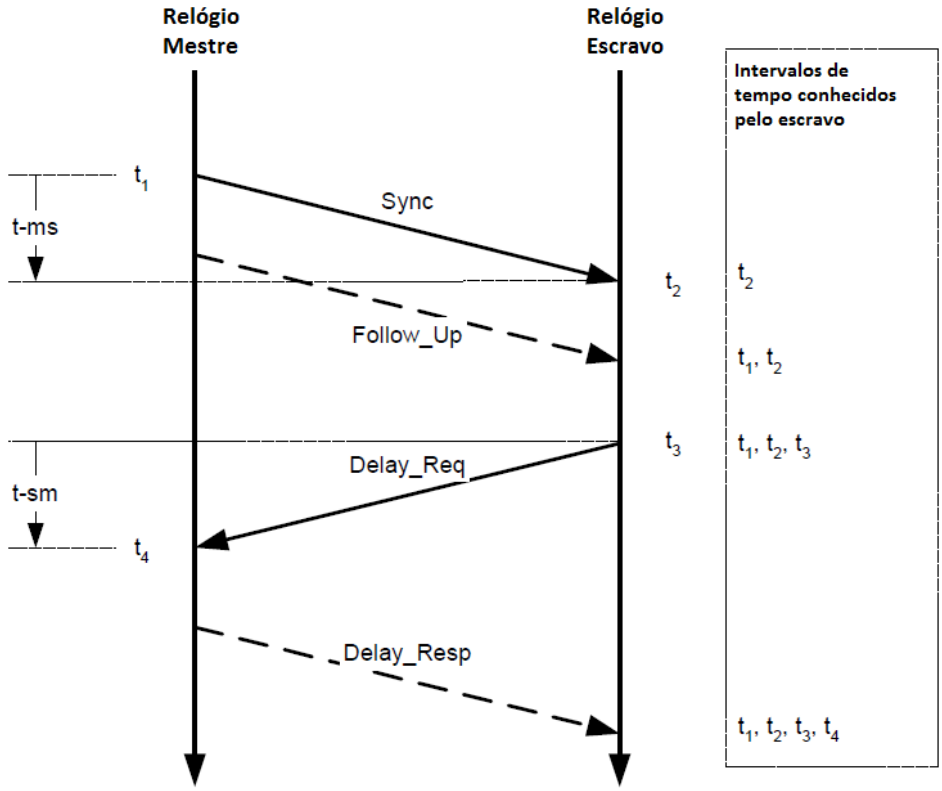


Figura 3.4: Método básico de determinação de atraso de propagação de pacotes usando o mecanismo de requisição e resposta de atraso (retirado de [30]).

Inicialmente, o mestre envia em um determinado instante (t_1) o pacote ao escravo, que recebe o pacote de sincronização, “Sync”, e armazena a informação de tempo no instante de chegada (t_2). Na sequência, o mestre envia uma mensagem de acompanhamento, “Follow_up”, ao escravo para iniciar o processo de estimativa de atraso de propagação do pacote. Uma solicitação de tempo de atraso é então enviada de volta para o mestre, “Delay_Request”, que recebe essa informação e armazena em um novo pacote o tempo médio do atraso e devolve ao escravo a resposta, “Delay_Response”. O instante de tempo (t_3) registra o tempo de envio do “Delay_Request” e, respectivamente, o tempo (t_4) registra o “Delay_Response”. Após essa sequência de quatro pacotes, o escravo determina qual deve ser o atraso de propagação médio *mdp* (“mean propagation delay”), que costuma ser obtido através da expressão [35]:

$$mdp = \frac{(t_2 - t_1) + (t_4 - t_3)}{2} \tag{3.1}$$

O atraso de propagação médio *mdp* não pode ser calculado até o escravo conhecer todas as quatro informações de tempo (t_1, t_2, t_3, t_4) [30]. Note que a divisão por dois na Expressão (3.1) é uma aproximação do atraso de uma forma real. Atrasos assimétricos, por exemplo, afetam a precisão da sincronização na recepção. Por outro lado, a sincronização pode ser alcançada facilmente quando o atraso de propagação unidirecional é conhecido pelo receptor. Nesse caso, quando se conhece o atraso, o mesmo é somado à informação que está no pacote e que representa o instante de envio desse pacote pelo mestre.

3.4 O padrão de Ethernet Síncrono

O padrão de Ethernet Síncrono (Synchronous Ethernet) foi definido pelo ITU-T através das recomendações G.8261/2/4 [9, 36,37]. Ao contrário do PTP, essa tecnologia opera na camada física, de forma eficaz, tendo muitos dos mecanismos de sincronização usados no SDH (“synchronous digital hierarchy”- hierarquia digital síncrona) no mundo do pacote.

A recomendação G.8262 apresenta duas opções para o sincronismo através da interface Ethernet [9]. A primeira opção, conhecida como "Opção EEC-1" (EEC- “Ethernet equipment slave clock”), se aplica a equipamentos síncronos Ethernet que são projetados para interagir com redes otimizadas para a hierarquia *2,048 Mbps* (padrão europeu e padrão brasileiro). Em redes que utilizam o Ethernet Síncrono, considera-se que, para manter a qualidade do sinal de referência em uma topologia do tipo cadeia, o número máximo de elementes de rede conectados é 20, conforme especificado na recomendação G.803 do ITU-T [16]. A segunda opção, denominada "Opção EEC-2", se aplica a equipamentos Ethernet Síncrono que são projetados para interagir com redes que trabalham com a hierarquia de *1,544 Mbps* (padrão americano). A cadeia de referência de sincronização para essas redes é definida na recomendação ITU-T G.813 [22].

Um equipamento que utiliza o Ethernet Síncrono para obtenção do sincronismo em um terminal escravo deve cumprir todos os requisitos específicos para uma dada opção e não devem misturar os requisitos entre as duas opções do EEC. A intenção do padrão Ethernet Síncrono especificado pelo ITU-T é possibilitar futuramente

a interoperabilidade de ambas as opções com redes de sincronização existentes com base na G.813 [22].

Além disso, um equipamento Ethernet Síncrono deve suportar um mecanismo de seleção que permita a sincronização por meio de interfaces de linha, tráfego ou interfaces de sincronização externa. Esse mecanismo deverá ser suportado pelo conjunto de mensagens de estados de sincronização SSM (“synchronization status messaging”), similares às encontradas na recomendação G.803 do ITU-T [16].

O Ethernet Síncrono opera independentemente da carga da rede. A desvantagem é que ele necessita estar presente em cada enlace ou trecho da rede ao longo de toda a cadeia de elementos [36]. Vale ressaltar que as estruturas de conexão dos elementos que atendam a essa recomendação são as mesmas apresentadas na Seção 3.1.

3.5 Recuperação adaptativa de sincronismo

A recuperação adaptativa de sincronismo é um mecanismo para obter a sincronização de um elemento de rede através de um fluxo de pacotes assíncronos originados do mestre [38].

Alguns sistemas de recuperação de relógio utilizam um método conhecido como STRS (“synchronous residual time stamp”), que pode ser traduzido como sincronismo residual através de um pacote com informação de tempo [39]. Esse método utiliza uma espécie de rede paralela em um sistema de comunicação por pacotes, pela qual a informação de tempo é enviada dentro do cabeçalho, no interior dos pacotes ou mesmo através de pacotes de tempos específicos.

Talvez, a principal diferença entre o método adaptativo e o apresentado na recomendação 1588v2 do IEEE esteja relacionada com a forma de tratamento dos pacotes. Conforme apresentado, no 1588v2, o mestre envia pacotes para o escravo e esse, por sua vez, devolve novos pacotes ao mestre. Ou seja, esse método funciona como um sistema realimentado, em malha fechada, bidirecional, no qual mestre e escravo trocam informações o tempo todo.

No método adaptativo, não existe envio de pacotes do escravo para o mestre. A sequência de envio de pacotes, nesse caso, é sempre unidirecional: do mestre para o escravo. Cabe ao escravo receber, analisar e sincronizar-se de forma autônoma.

Uma forma de obter a recuperação adaptativa de relógio é através do ajuste do fluxo do sistema de armazenamento de memória dos pacotes (“buffer”) [40]. É necessário identificar e ajustar as velocidades de entrada e de saída de pacotes do “buffer”, de modo a controlar as diferenças de variações dos atrasos dos mesmos (controlar o PDV), ajustando o relógio de acordo com esse fluxo. Nosso método de sincronização lida com essa preocupação.

Se muitos pacotes chegam e tornam o tamanho da fila relativamente grande na entrada, pode-se afirmar que a frequência de saída dos pacotes do “buffer” está menor do que a taxa de envio de pacotes originados do relógio mestre. Quando isso ocorre, o escravo pode utilizar essa informação para acelerar sua própria frequência de recuperação. Por outro lado, se poucos pacotes chegam e deixam o tamanho da fila de pacotes muito abaixo do que um valor de referência, pode-se afirmar que a frequência de saída do “buffer” está maior do que a do relógio mestre e, com isso, o escravo deve reduzir a velocidade de seu relógio. Esses ajustes são operações típicas feitas

por PLLs, que buscam igualar a frequência de saída do nó escravo com a do relógio mestre, com o passar do tempo [38]. Por isso, usa-se um PLL no nosso esquema.

Num projeto de sincronização utilizando o método adaptativo, duas questões são abordadas frequentemente [40,41]:

- Como obter a frequência do mestre, considerando o PDV, também chamado de “jitter” de pacote?

- Como controlar a frequência do escravo usando essa estimativa de frequência do mestre?

Na prática, o PDV (o “jitter” do pacote) deve apresentar limites (ou seja, um valor máximo e um valor mínimo), a fim de que a recuperação seja possível. A maioria dos estudos propõem algoritmos de controle para ajustar a frequência do escravo com base na estimativa da diferença de frequências entre os relógios [39-45].

O TDMoIP (“TDM over IP”) é uma forma de introduzir sinais tradicionais de multiplexação no domínio do tempo sobre uma rede de pacotes. Porém, ao utilizar essa técnica, as características do sinal em relação ao sincronismo não são mantidas devido aos atrasos e aos tempos de processamento dos pacotes. Um sinal de *2,048 Mbps* do padrão G.703, que tenha uma qualidade de PRC (recomendação G.811), ao percorrer uma rede de pacotes, perderá suas características originais de oscilação ao sair dessa mesma rede. Sua oscilação final estará alinhada com a frequência do equipamento local final, no qual o sinal está sendo extraído. Ou seja, ele atenderá a recomendação G.811 apenas se o oscilador local estiver acoplado a um relógio PRC.

A recuperação do relógio usando pacotes de precisão de tempo pode ser utilizada desde que os mesmos não sejam perdidos ou filtrados [42]. Para esse caso, técnicas de recuperação adaptativa de relógio também são consideradas, de tal forma que o escravo alinha sua frequência de relógio com a do mestre através de uma função de ajuste de frequência, com base na diferença entre as frequências de origem e destino. Para obter a frequência correta no escravo, vários mecanismos de recuperação adaptativa de sincronismo têm sido propostos [42-45].

As metodologias de distribuição de sincronismo usadas em redes tradicionais dependem do formato das conexões entre os diversos elementos de redes, seja utilizando um sinal de *2,048 Mbps* ou mesmo um Ethernet Síncrono. Constata-se que, em redes de pacotes, existe uma necessidade de se estabelecer o sincronismo independente de sua topologia ou de suas conexões físicas. Recuperar o sincronismo a partir do escravo, sem a necessidade de uma troca de pacotes bidirecional entre mestre e escravo, torna a distribuição do sincronismo mais simples e econômica; ao menos do ponto de vista do tráfego envolvido na rede.

No próximo capítulo, discutem-se e comparam-se algumas propostas existentes de recuperação adaptativa de sincronismo. Além disso, descreve-se o modelo de recuperação adaptativa proposto nesta tese e de que forma ele pode contribuir para o estabelecimento do sincronismo em uma rede de pacotes.

Capítulo 4

Modelo de Sincronismo Adaptativo

O objetivo desta tese é obter a sincronização de fase e de frequência, conforme descrito no capítulo 1, entre o mestre e o escravo, através de um método adaptativo de recuperação de relógio e supondo que os únicos dados disponíveis para o escravo são os instantes de chegada dos pacotes em seu sistema de armazenamento de pacotes (ou seja, em seu "buffer"). Esse esquema deve satisfazer os requisitos indicados na Tabela 2.3 e a estrutura de acoplamento entre os nós é aquela representada na Figura 3.2a.

Em minha dissertação de mestrado [29,46], foi analisado o sincronismo em uma cadeia de osciladores de fase, representando uma rede TDM. Observou-se que, ajustando os valores dos parâmetros dentro de determinados intervalos, pode-se obter sincronismo [29,46]. Nesse esquema, o mestre determina ao primeiro escravo qual é a frequência de oscilação e o escravo não influencia, em momento algum, o desempenho do mestre. Da forma similar, o primeiro escravo determina ao segundo qual é a frequência de oscilação, o segundo ao terceiro, e assim por diante. A Figura 4.1 ilustra essa configuração [29,46].

Figura 4.1: Acoplamento de osciladores com um mestre e n escravos.

Quando se considera o atraso na propagação e no processamento dos sinais, quanto maior é o valor desse atraso, maior é o tempo que o sistema leva para se sincronizar.

O estudo realizado analisou o acoplamento de osciladores tradicional, em cadeia, do tipo mestre-escravo, e comprovou a existência de um atraso crítico, acima do qual não é estabelecida a situação de sincronismo [29,46]. A própria recomendação G.803 do ITU-T considera que todo equipamento insere um atraso em um sistema síncrono, mesmo que mínimo. Assim, quanto maior o tempo de processamento de um sinal nos elementos de uma rede, maior será o atraso sofrido ao longo de toda uma cadeia. Há, ainda, o atraso de propagação do sinal entre dois elementos da rede.

Percebe-se, desse modo, que o atraso é crítico mesmo em elementos de redes do tipo TDM conectados fisicamente. Numa rede de pacotes, além do atraso, a sua intensa variação torna ainda mais complexa a recuperação do sinal de tempo. A maioria dos modelos de sincronização adaptativa [40,43,44] considera duas premissas importantes para a sua viabilização:

1. os pacotes de tempo devem apresentar um tamanho fixo;

2. os pacotes são transmitidos pelo mestre a uma taxa constante.

Nesse cenário de rede de pacotes, os modelos fazem uma estimativa da frequência do mestre, realizada pelo nó escravo, considerando a variação do número de pacotes armazenados no “buffer”, em um intervalo de observação fixo. Esse assunto é melhor explorado a seguir.

4.1 Exemplos de esquemas de recuperação adaptativa de sincronismo

A estimativa das diferenças entre as frequências do mestre e do escravo pode ser obtida, por exemplo, a partir da variância do fluxo dos pacotes recebidos [40]; mas, no entanto, essa estimativa é muito sensível à perda de pacotes e a grandes valores de PDV.

Em alguns estudos, as equações de estimativa de frequência do mestre pelos escravos são aplicadas no controle do nível do "buffer", para redes do tipo PTN [40,45] e em serviços do tipo TDMoIP [42]. Em todos os casos, essas equações são obtidas através de métodos de estimação com o objetivo de minimizar o tamanho do sistema de armazenamento e reduzir o impacto do "jitter". De fato, é necessário ajustar o tamanho do "buffer" de forma adequada ao tamanho do sistema de armazenamento para evitar uma sobrecarga, que pode acarretar em perda significativa de pacotes, ou, caso o sistema de armazenamento seja grande demais, provocar um tempo relativamente elevado de saída do pacote do "buffer", ampliando os intervalos de tempo entre pacotes, o que dificulta a estimativa da frequência do relógio mestre pelo nó escravo.

Uma forma de estimar a diferença das frequências do mestre e do escravo, a partir da variação linear do nível de ocupação de pacotes do "buffer" do receptor, é representada pela expressão [43]:

$$\tilde{\phi}(k) = at(k) + b \tag{4.1}$$

sendo k o período de observação, $\tilde{\phi}(k)$ o nível de ocupação do "buffer", $t(k)$ os instantes de tempo das amostras observadas, a a

constante que reflete a diferença entre as frequências dos relógios mestre e escravo, e *b* o valor inicial do nível do buffer. Nesse modelo, o valor estimado de *a*, denominado de $\hat{a}$, é obtido através do método dos mínimos quadrados por [43]:

$$\hat{a} = \frac{m\sum_{i=0}^{m-1}\left(\phi(i)t_n(i)\right) - \sum_{i=0}^{m-1}\phi(i)\sum_{i=0}^{m-1}t_n(i)}{m\sum_{i=0}^{m-1}t_n(i)^2 - \left(\sum_{i=0}^{m-1}t_n(i)\right)^2} \tag{4.2}$$

Nessa expressão, *m* amostras são enviadas no intervalo de tempo *i* e *n* representa a n-ésima amostra. Os resultados obtidos a partir desse esquema confirmam que um controle do fluxo do sistema de armazenamento de pacotes do receptor deve ser considerado no modelo, a fim de reduzir o impacto do "jitter" de pacotes.

A variação do "jitter" de pacotes assume normalmente um comportamento aleatório com média zero. Algumas vezes, podem surgir pacotes muito "lentos" ou extremamente "rápidos" que necessitam ser descartados para facilitar o processo de recuperação [44]. Esses descartes de pacotes podem ser feitos através do uso de mecanismos de filtros na recuperação do relógio, como por exemplo, a utilização de filtros em cascata por meio do método KALP ("Kalman filter-based adaptive clock method with low-pass prefiltering" – método de relógio adaptativo através do filtro de Kalman com pré-filtro passa baixas) [41]. Entretanto, o uso de filtros, apesar da simplicidade, não elimina totalmente os efeitos do "jitter", devido à falta de conhecimento prévio sobre as estatísticas do PDV.

Alguns estudos modelam a variação do atraso através de uma função de densidade de probabilidade de um processo de Poisson, usado em teoria de tráfego [47]. Esse modelamento de tráfego, aplicado, por exemplo, em serviços de vídeo sobre pacotes, considera que o intervalo de tempo de chegada de pacotes varia aleatoriamente, mas de certo modo, alinhado com o número de elementos de rede, com a taxa de bits e com o tipo de serviço adotado. Esse comportamento é representado pela expressão:

$$P(x) = \frac{x^{(n-1)} e^{-\frac{x}{q}}}{(n-1)! q^n} \qquad (4.3)$$

em que o *P(x)* representa a função de densidade de probabilidade do tempo de chegada do pacote *x*, *n* é o número de elementos de rede e *q* é o valor médio da distribuição. Entretanto, na maioria dos estudos [31,37,42,45], modela-se o PDV segundo uma distribuição gaussiana.

O esquema de recuperação adaptativa de relógio adotado em [47] estabelece que o instante de envio do pacote, instante de chegada, o desvio de frequência e o tempo de propagação, respectivamente representados por $T_s(t)$, $T_r(t)$, *a* e *b*, estão relacionados por:

$$T_s(t) = aT_r(t) + b \qquad (4.4)$$

A estimativa do instante de tempo de envio do pacote, nesse contexto, também é obtida através do método dos mínimos quadrados e os resultados indicam uma melhora na absorção do “jitter” na recepção.

A maioria dos algoritmos de recuperação de relógio fornece fórmulas para estimar a frequência do relógio mestre [39-45]; já sua fase é, normalmente, ignorada. No nosso algoritmo, procura-se determinar o período de oscilação do mestre e também sua fase. Obviamente, a frequência é o inverso do período. Entretanto, pareceu-nos mais natural (mais simples, analiticamente falando) obter expressões associadas à estimação do período do que da frequência do relógio mestre.

Nosso modelo [48] para sincronizar relógios conectados por rede de comunicação por comutação de pacotes se inspira nos trabalhos citados nesta seção e em outros, conforme descrito a seguir.

4.2 Esquema proposto

Suponha que os pacotes apresentem um tamanho fixo e que os mesmos sejam transmitidos pelo mestre em uma taxa que permanece constante durante toda a transmissão [40-45,47]. Na ausência de PDV, os pacotes chegariam ao escravo (o equipamento receptor) na taxa uniforme com que foram enviados. Assim, a frequência do mestre (o equipamento transmissor) seria facilmente determinada e sincronização não seria um problema. Contudo, ao atravessar a rede, cada pacote sofre um atraso diferente, o que decorre de flutuações no tráfego, no número de nós visitados, no tempo de espera nos roteadores, no comprimento do caminho total [32-34] etc. De fato, os pacotes chegam ao escravo numa taxa não uniforme cuja distribuição estatística é desconhecida previamente, o que dificulta encontrar a frequência do mestre.

Esquemas de recuperação de relógio adaptativa normalmente se baseiam no intervalo de tempo entre a chegada de dois pacotes consecutivos [39,41,44] ou no nível do "buffer" do escravo [40,42,43,45]. Nosso esquema [48] se baseia diretamente no tempo de chegada dos pacotes, como sugerido em [47], que usou um método de mínimos quadrados no lugar de um PLL digital no escravo. Nesta tese, usa-se um método dos mínimos quadrados ponderado mais um PLL digital para ter bom desempenho. Investiga-se como a estimativa da frequência do mestre afeta a frequência e a fase do escravo, em diferentes situações de tráfego. Normalmente, os esquemas de recuperação adaptativa lidam somente com sincronização de frequência [40-43]; aqui se lida também com sincronização de fase.

Sincronização é um fator crítico para evitar "overflow" ou "underflow" no "buffer" do escravo, a fim de evitar pacotes perdidos ou períodos de inatividade. O esquema proposto considera bits organizados em pacotes e os pacotes, enviados pelo mestre numa taxa constante [40-45,47], entregues corretamente ao escravo.

Assim, considere que x_j seja o instante de tempo em que o pacote j é enviado e T_m o período de oscilação do relógio mestre; isto é, o intervalo de tempo de envio entre dois pacotes consecutivos. A representação do sistema mestre-escravo em uma rede de pacotes considerada nesta tese é apresentada na Figura 4.2.

Para $x_1 = 0$ (o tempo inicial de todo o processo de sincronização é considerado como sendo o instante em que o primeiro pacote é enviado), então $x_2 = T_m$, $x_3 = x_2 + T_m = 2T_m$, $x_4 = x_3 + 2T_m = 3T_m$; portanto, tem-se que:

$$x_j = (j-1)T_m \tag{4.5}$$

para $j=1, 2, 3, 4, \ldots, n$, sendo n o número total de pacotes enviados pelo mestre. A representação do processo de envio e recebimento dos pacotes é apresentada na Figura 4.3.

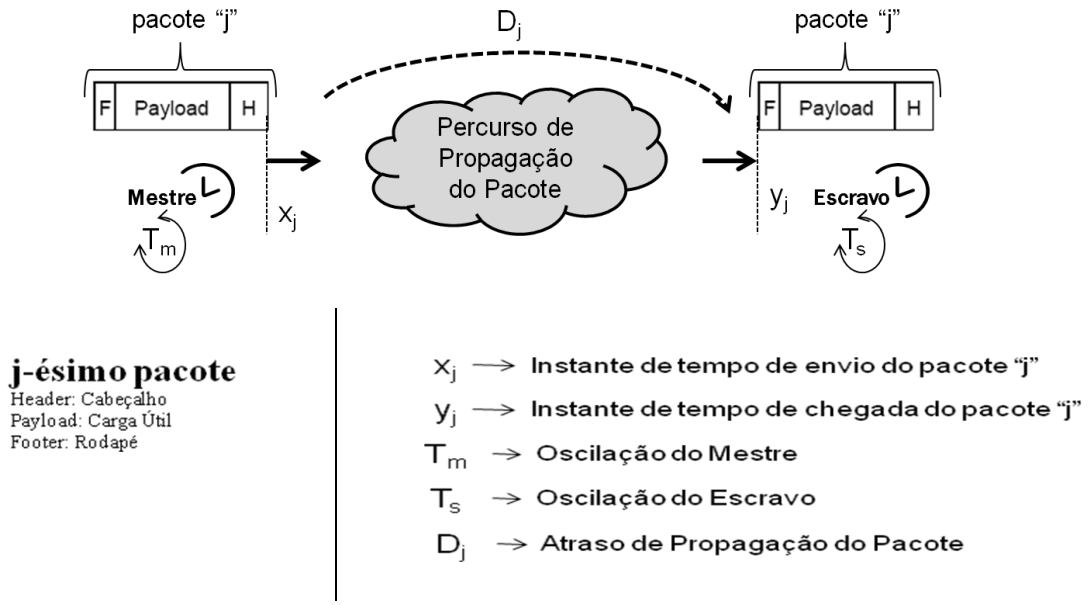


Figura 4.2: Sistema mestre-escravo em uma rede de pacotes.

O pacote j sofre um atraso D_j na rede. Se o tempo de chegada do pacote j ao escravo é y_j, então $y_j = x_j + D_j$. O atraso D_j pode ser escrito como:

$$D_j = D + d_j \tag{4.6}$$

sendo que D pode ser considerado como o atraso típico da rede e d_j um atraso aleatório em torno de D. Assim, a constante D corresponde ao tempo característico de propagação do pacote do mestre até o escravo e d_j representa a variação do atraso do pacote (o PDV) [32-

34]. O valor médio da oscilação do atraso d_j é zero, uma vez que D é o atraso médio da rede.

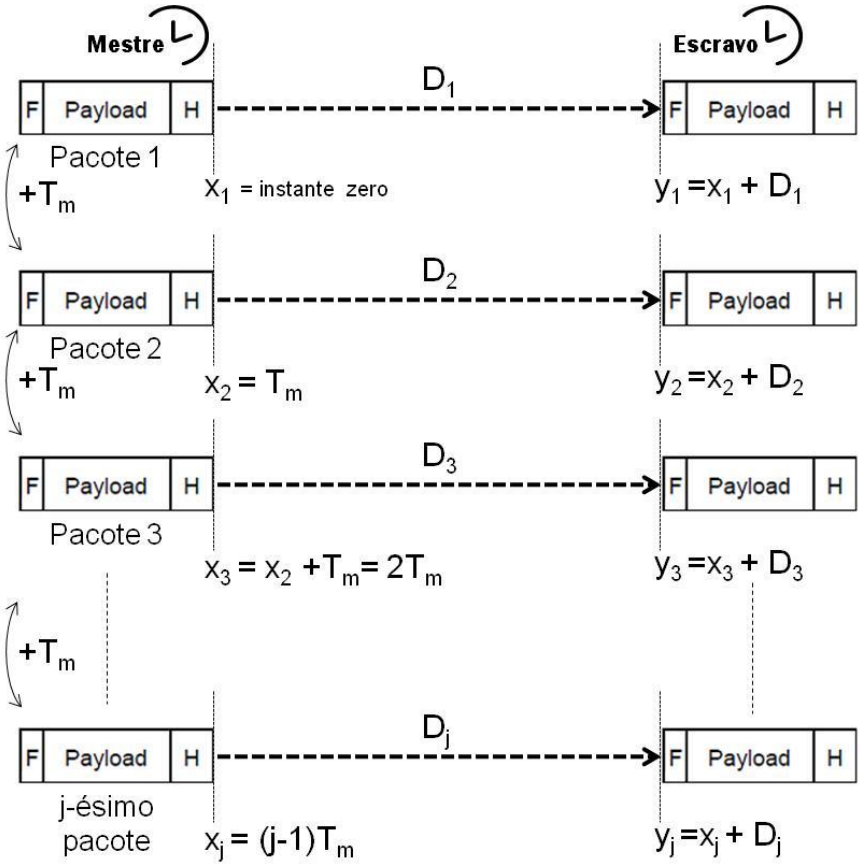


Figura 4.3: Processo de envio e recebimento dos pacotes.

Desse modo, o tempo de chegada do pacote j ao escravo é representado por:

$$y_j = (j-1)T_m + D + d_j \tag{4.7}$$

A Figura 4.4 mostra uma forma de, graficamente, estimar o valor de T_m. Na parte de cima dessa figura, note que x_j cresce

linearmente com j; na parte de baixo, y_j cresce, em média, também linearmente com j, sendo que o coeficiente angular da reta ajustada deve ser igual a T_m (ou seja, tan α = T_m).

Em alguns trabalhos, o valor de T_m é estimado a partir da diferença de tempo de chegada de dois pacotes consecutivos no escravo [39,41,44], que vale:

$$\Delta y_j \equiv y_j - y_{j-1} \tag{4.8}$$

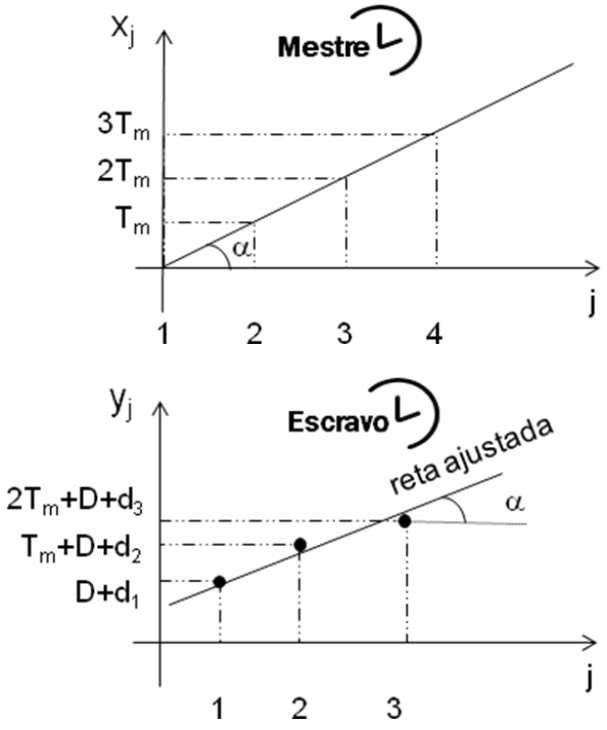


Figura 4.4: Estimativa de T_m a partir de y_j em função de j.

Assim, das equações (4.7) e (4.8), obtém-se:

$$\Delta y_j = T_m + d_j - d_{j-1} \tag{4.9}$$

Observe que D desaparece nessa expressão para Δy_j. Uma forma possível de determinar $\hat{T}_{m,k}$, que representa a estimativa de T_m em uma janela de observação k, é partir da média de Δy_j; ou seja:

$$\hat{T}_{m,k} = \frac{1}{L-1}\sum_{i=k+1}^{k+L-1} \Delta y_i + \frac{d_k - d_{k+L-1}}{L-1} \tag{4.10}$$

Nesse caso, L representa o tamanho da janela, ou seja, o número de pacotes sucessivos considerados no cálculo de $\hat{T}_{m,k}$. Observe que o último termo de $\hat{T}_{m,k}$ contém somente dois valores para d_j, não importando o número de pacotes considerados. Evidentemente, tal termo tende a zero se L tender ao infinito.

O método dos mínimos quadrados e variações já foram usados em esquemas de recuperação de relógio baseados em medidas de Δy_j [39,44] ou do nível de ocupação do "buffer" [43], como substituto de PLL digital no nó escravo [47], e para estimar o atraso de transferência de pacote em redes ATM ("asynchronous transfer mode") na ausência de relógios sincronizados [49]. Outras técnicas de estimação também já foram utilizadas para determinar frequências de relógios [50,51].

Aqui, desenvolve-se um método baseado em ajuste ponderado de mínimos quadrados para estimar o T_m e D diretamente a partir de y_j (e não de Δy_j), adotando j (e não o tempo t, como em [39-45]) como variável independente. Em tais cálculos, L valores de d_j são levados

em conta numa janela de observação de tamanho L. Uma vez que a dependência de y_j em termos de j é linear, escreve-se:

$$\hat{y}_{j,k} = A_k j + B_k \tag{4.11}$$

sendo $\hat{y}_{j,k}$ a estimativa de y_j em cada janela $k=1, 2, 3, \ldots, n-L+1$. As constantes A_k e B_k que minimizam $\sum_{j=1}^{L} a_j^2 \left(y_j^{(k)} - \hat{y}_{j,k}\right)^2$ são calculadas por:

$$A_k = \frac{\left(\sum_{j=1}^{L} a_j^2\right)\left(\sum_{j=1}^{L} j a_j^2 y_j^{(k)}\right) - \left(\sum_{j=1}^{L} j a_j^2\right)\left(\sum_{j=1}^{L} a_j^2 y_j^{(k)}\right)}{\left(\sum_{j=1}^{L} a_j^2\right)\left(\sum_{j=1}^{L} j^2 a_j^2\right) - \left(\sum_{j=1}^{L} j a_j^2\right)^2} \tag{4.12}$$

$$B_k = \frac{\left(\sum_{j=1}^{L} j^2 a_j^2\right)\left(\sum_{j=1}^{L} a_j^2 y_j^{(k)}\right) - \left(\sum_{j=1}^{L} j a_j^2\right)\left(\sum_{j=1}^{L} j a_j^2 y_j^{(k)}\right)}{\left(\sum_{j=1}^{L} a_j^2\right)\left(\sum_{j=1}^{L} j^2 a_j^2\right) - \left(\sum_{j=1}^{L} j a_j^2\right)^2} \tag{4.13}$$

sendo $y_j^{(k)}$ os instantes de chegada pertencentes à janela de observação k. A dedução das Expressões (4.12) e (4.13) é dada no Apêndice A. Expressões similares a essas considerando os parâmetros $a_j=1$ já foram obtidas [43,47,49].

Nesse método de média móvel, a janela de observação k desloca-se sobre a sequência formada por y_j. As estimativas $\hat{T}_{m,k}$ e $\hat{D}_k$ (respectivamente, para T_m e D) são obtidas por:

$$\hat{T}_{m,k} = A_k \tag{4.14}$$

$$\hat{D}_k = B_k + A_k - (l-1)\overline{A}^{(k)} \tag{4.15}$$

em que l é o menor número do pacote na janela k e $\overline{A}^{(k)}$ é o valor médio determinado a partir das estimativas já calculadas de A_k. Note que $\overline{A}^{(k)}$ pode ser obtido recursivamente a partir de $\overline{A}^{(k-1)}$ por:

$$\overline{A}^{(k)} = \frac{\left((k-1)\overline{A}^{(k-1)} + A_k\right)}{k} \text{ , para } k>1 \qquad (4.16)$$

Para n pacotes, $n\text{-}L+1$ valores de $\hat{T}_{m,k}$ e $\hat{D}_k$ podem ser computados.

Seja T_s o período nominal do relógio escravo, T_k o período desse relógio na janela k e p_k o erro de período definido como:

$$p_k \equiv \frac{T_k - T_m}{T_m} \qquad (4.17)$$

que pode ser relacionado com a Expressão (1.1) relativa ao erro de frequência. Uma perfeita sincronização ocorrerá quando p_k for igual a zero. Para sincronizar o oscilador escravo com o mestre, T_k deve ser ajustado a partir das estimativas de T_m. No nosso modelo, esses ajustes são obtidos através de um PLL digital (DPLL – "digital PLL") [52-54]. Por simplicidade, emprega-se um DPLL lienar de primeira ordem. Por exemplo, as equações (4.18) e (4.19) descrevem dois modelos de DPLLs distintos [48]:

$$T_k = T_{k-1} + G\left(\overline{A}^{(k)} - T_{k-1}\right) \equiv f_1 \qquad (4.18)$$

$$T_k = \frac{1}{G+1} T_{k-1} + \frac{G}{G+1} \overline{A}^{(k)} \equiv f_2 \qquad (4.19)$$

sendo G o ganho da malha, $\overline{A}^{(k)}$ a entrada do sistema (obtida de $A_k = \hat{T}_{m,k}$) e $k \geq 2$. Impõe-se que $T_1 = T_s$ (assim, o período inicial do

relógio escravo é seu período nominal). O DPLL correspondente à equação (4.18) é chamado de DPLL-1; o da equação (4.19), de DPLL-2. Na ausência de PDV, $\overline{A}^{(k)} = T_m = cte.$ Para esses dois DPLLs lineares, a solução estacionária é $T^* = T_m$, que é globalmente assintoticamente estável se [55,57]:

$$\left| \frac{df_i}{dT_{k-1}} \right|_{T_{k-1}=T^*} < 1 \qquad (4.20)$$

para $i=1,2$. Portanto, a solução síncrona é atingida se $0<G<2$ para o DPLL-1 e se $G>0$ para o DPLL-2. Esses resultados analíticos podem orientar a escolha de G quando o PDV não é nulo. A condição expressa pela Inequação (4.20) é detalhada no Apêndice B.

O relógio escravo é ajustado nos instantes w_j determinados a partir de:

$$w_j = w_{j-1} + T_{j-1}, \text{ para } j=2,\ 3,\ \ldots,\ n-L+1 \qquad (4.21)$$

No instante w_j, o pacote j deixa o sistema de armazenamento (o "buffer"). Seja $z(t)$ o número de pacotes armazenados no "buffer" no instante t e Z a capacidade máxima do "buffer" (medida em número de pacotes). O valor de $z(t)$ aumenta de uma unidade quando $t=y_i$ (e se $z(t)<Z$) e decresce de uma unidade quando $t = w_j$.

Assume-se que o primeiro pacote deixa o "buffer" quando chega o (c+1)-ésimo pacote; então $w_1 = y_{c+1}$ (com $c \geq L$). Os pacotes de índices $j=2,\ 3,\ \ldots,\ n-L+1$ são removidos do "buffer" nos instantes obtidos a partir da Equação (4.21). E os pacotes rotulados por $j=n-L+2,\ n-L+3,\ \ldots,\ n$ são removidos a uma taxa constante dada por

T_{n-L+1} (o último valor estimado de T_k). Assim, para esses últimos pacotes, tem-se que:

$$w_j = w_{j-L+1} + \left(j - \left(n - L + 1\right)\right)T_{n-L+1} \tag{4.22}$$

Não se encontrou, na literatura, uma fórmula que represente o erro de fase q_k. Aqui, q_k é calculado como:

$$q_k \equiv \left(\hat{D}_k + c\hat{T}_{m,k} + \sum_{i=2}^{k} T_i\right) - \left(D + cT_m + x_k\right), \text{ para } k \geq 2 \tag{4.23}$$

Observe que $D + cT_m$ é o tempo total médio gasto por um pacote através da rede e dentro do buffer e $\hat{D}_k + c\hat{T}_{m,k}$ é a estimativa correspondente a esse intervalo de tempo na janela de observação k.

Os relógios mestre e escravo estão perfeitamente sincronizados quando o erro de fase q_k for igual a zero. Nessa situação, ambos os relógios apresentam o mesmo sinal de tempo. Além disso, se p_k=0, então eles oscilam com mesmo período, compartilhando uma base de tempo comum.

Vale ressaltar que p_k avalia o erro de período entre o escravo e a referência, conforme a janela de observação se move sobre os dados recebidos. Como o período da oscilação T_k é ajustado com o passar do tempo, pode-se medir o TE para avaliar o erro de período instantâneo entre o escravo e a referência, através do método representado pela Figura 2.4b. Durante um período de observação, podem-se obter o TIE e, consequentemente, o MTIE, de acordo com as Equações (2.3) e (2.4), utilizando-se da diferença dos períodos do escravo em dois

instantes distintos; isto é, $T_k - T_{k-1}$, que faz o papel do parâmetro s em tais equações.

O esquema proposto de recuperação adaptativa de relógio está representado no diagrama de blocos mostrado na Figura 4.5. Nessa representação, os pacotes chegam ao "buffer" do escravo nos instantes y_j, e esses instantes são usados para estimar os valores do período de oscilação T_m do relógio mestre e do atraso médio de propagação D. O valor estimado de T_m passa então a ser a referência de ajuste do DPLL local, que oscila com período T_k na janela de observação k. O desempenho do modelo é avaliado a partir das estimativas $\hat{T}_m$ e $\hat{D}$ usadas para calcular os parâmetros p_k e q_k, que são os erros de período e de fase, respectivamente.

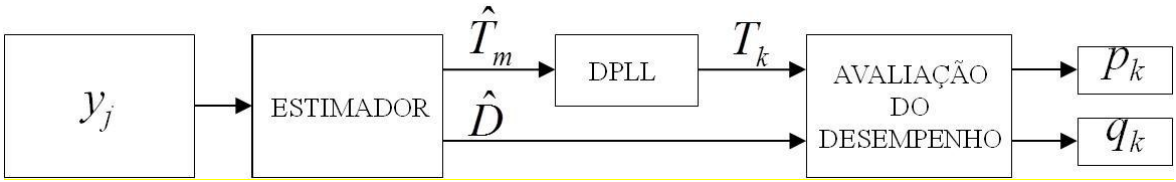


Figura 4.5: Diagrama de blocos do esquema proposto.

O objetivo desta tese é obter valores de diferença de frequência (ou de período) e de diferença de fase entre o mestre e o escravo que satisfaçam os requisitos apresentados no Capítulo 2; mais precisamente, os requisitos da Tabela 2.3. Para isso, procurou-se desenvolver um algoritmo que estime satisfatoriamente a frequência de oscilação do mestre e o atraso de propagação dos pacotes, a partir das informações recebidas pelo escravo.

No capítulo seguinte, são apresentados os resultados de simulações numéricas feitas com nosso modelo, considerando dados

que representam o comportamento de uma rede real; ou seja, com valores de parâmetros encontrados em redes reais de tele-comunicações por comutação de pacotes. O esquema proposto tem desempenho bastante satisfatório, se forem feitas escolhas adequadas para os valores dos parâmetros do algoritmo (que são os coeficientes de ponderação a_j, o ganho G dos DPLLs e o tamanho da janela de observação L).

Capítulo 5

Simulações Numéricas

Os valores dos parâmetros usados nas simulações foram escolhidos de modo a representar uma rede real de telecomunicações por pacotes [48], a fim de que este estudo possa ser utilizado por outros pesquisadores que procuram encontrar uma solução prática e economicamente viável para sincronismo em redes de pacotes.

Inicialmente, foram escolhidos valores dos parâmetros da rede correspondentes a situações reais. Foram também escolhidos valores de parâmetros do modelo, a fim de testar seu desempenho. Assim, a configuração básica do algoritmo foi definida e os primeiros resultados coletados. Para realizar uma análise mais ampla do comportamento do modelo, os seguintes parâmetros sofreram variações em seus valores previamente escolhidos: o PDV, o tamanho L da janela de observação, o atraso típico D de pacotes ao longo da rede e os períodos nominais T_m e T_s dos relógios mestre e escravo, respectivamente. Considerou-se também o comportamento da rede em condições não estacionárias e compararam-se os desempenhos de ponderação homogênea e de ponderação heterogênea nessa situação. Finalmente, foi investigada a influência de desvios na distribuição triangular do PDV.

Os principais resultados estão apresentados no final deste capítulo.

5.1 Valores dos parâmetros da rede

Suponha que $n=6\times10^5$ pacotes serão enviados pelo mestre com período de relógio de $T_m=1ms$. Assim, serão necessários *10 min* para completar a transmissão dos *n* pacotes. Se cada pacote é formado por *2048 bits*, então a taxa de transmissão do mestre é *2,048 Mbps* (o que equivale ao envio de um quadro de *256* bits a cada *125 μs*). Taxas de bits semelhantes foram usadas em outras pesquisas [40,43,45].

Considere que a rede impõe um atraso médio de $D=50ms$[1]. Normalmente, em simulações numéricas, o PDV é representado por uma distribuição de probabilidades de Gauss ou de Poisson [31,37,42,45,47]. No entanto, dados experimentais sugerem uma forma quase triangular para tal distribuição, com valores máximos e mínimos finitos para o PDV [33,34,49]. Por isso, aqui o PDV é modelado através de uma distribuição de probabilidades triangular e simétrica, com valor médio igual a zero, e valores mínimo e máximo igual a $d_{min}=-0,1ms$ e $d_{max}=0,1ms$, respectivamente, que são números realistas [33,34]. Essa distribuição é mostrada na Figura 5.1. A fim de tentar dificultar a sincronização, suponha que $T_s=1,1ms$; assim, $\left|\frac{(T_s-T_m)}{T_m}\right|=10\%$. Em outras simulações, essa diferença é inferior a 1% [40,42,43,47].

[1] Alguns autores obtiveram medições de valores de propagação de pacotes da ordem de 35ms a 172ms [33]; outros consideraram em seus modelos intervalos de tempo de propagação de pacotes entre 10ms e 50ms [32]. Testes realizados em uma rede européia real, pela Nokia Siemens Networks em 2010, constataram tempos de propagação de pacotes da ordem de 50ms.

Para atender às recomendações de sincronização do ITU-T e aos requisitos estabelecidos em diferentes tecnologias, como apresentado na Tabela 2.3, considera-se que o mestre possui características de um PRC. Desse modo, durante os *10 min* necessários para a transmissão total dos pacotes, é "pouco provável" que o mestre apresente um "slip", uma vez que, conforme apresentado na Tabela 2.1, um relógio Q1 sofre, em média, um escorregamento a cada *70 dias*, ou seja, a cada 10^5 *min*. Por isso, assume-se que o mestre apresenta valores de TE, TIE e MTIE iguais a zero.

A capacidade Z do "buffer" é tomada como $Z=6\times10^3$ pacotes e $c=Z/2$. Assim, o primeiro pacote é removido do "buffer" quando o seu nível de ocupação for de $c/Z=50\%$. A intenção é manter $z(t)/Z$ em torno desse nível conforme o tempo avança, para se evitar "underflow" e "overflow" do "buffer". A Figura 5.2 apresenta os tempos de chegada dos pacotes ao "buffer", obtida a partir dos dados que geraram a Figura 5.1. Os gráficos das Figuras 5.3 e 5.4 apresentam, respectivamente, os tempos de saída dos pacotes e o nível de ocupação percentual do "buffer", de acordo com o algoritmo apresentado no capítulo anterior.

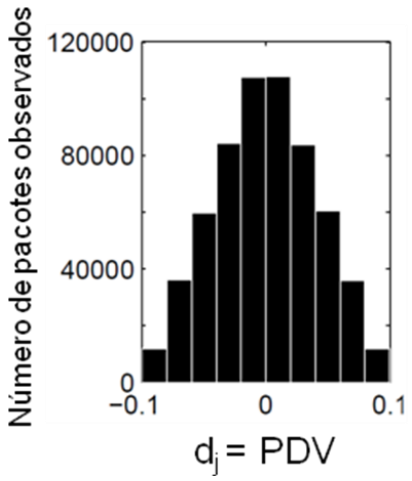


Figura 5.1: Histograma de variação de d_j com distribuição de probabilidade simétrica triangular e média igual a zero, considerando valores mínimo e máximo igual a d_{min}=-0,1ms e d_{max}=0,1ms, respectivamente. Essa distribuição foi obtida via simulação numérica.

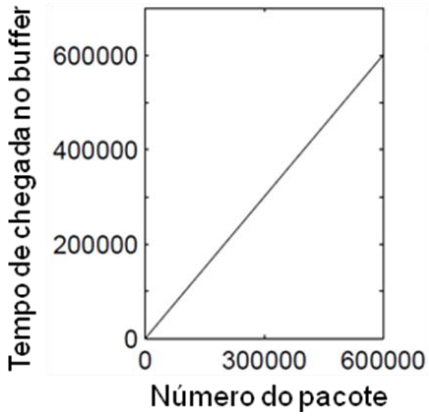


Figura 5.2: Tempo de chegada y_j (medido em ms) do pacote $j=1,2,3,\ldots,6\times10^5$ no "buffer".

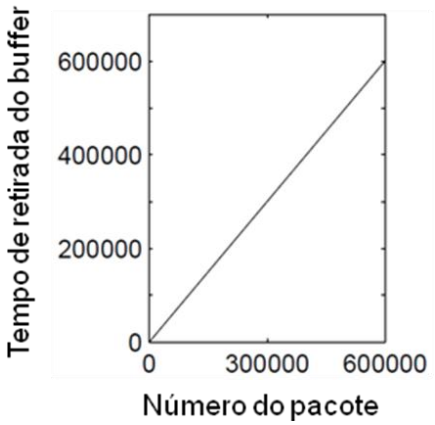


Figura 5.3: Tempo de retirada w_j (em ms) do pacote j do "buffer".

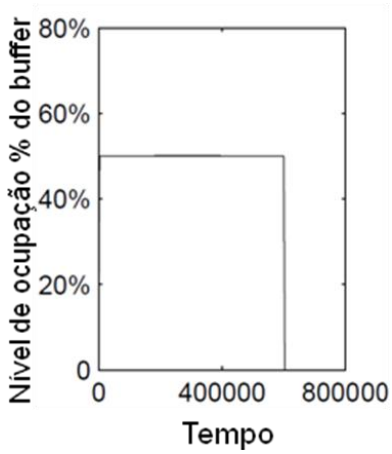


Figura 5.4: Nível de ocupação percentual do "buffer" (z(t)/Z) em função do tempo t (em ms).

5.2 Configuração básica do algoritmo e resultados

Foram investigadas, numericamente, as condições para a obtenção de "pequenos" valores médios do período de erro absoluto $|p_k|$ e do erro de fase absoluta $|q_k|$, que são os parâmetros utilizados para avaliar o desempenho do modelo. Considere os seguintes limites:

- $\bar{p}$, a média dos $|p_k|$, não pode exceder $200\ ppb$, e
- $\bar{q}$, a média dos $|q_k|$, não deve ultrapassar os $20\ \mu s$.

Essas são restrições razoáveis, de acordo com outros estudos [7,8,47]. Note que esses números devem ser satisfeitos considerando o processo completo de sincronização, e não apenas durante o regime permanente. O ganho G do DPLL, a largura L da janela de observação e as constantes a_j do método dos mínimos quadrados ponderado são os parâmetros de controle desse sistema de sincronização. Neste estudo, cada configuração de rede foi simulada 10 vezes.

Constatou-se que os dois DPLLs podem produzir resultados semelhantes; no entanto, o valor do ganho de G deve ser bem diferente. Considere o DPLL-1 com $G=1$, $L=2000$ e $a_j=1$. Essa escolha de a_j reduz as Expressões (4.12) e (4.13) para o caso não ponderado. Para os dados correspondentes às Figuras 5.1 e 5.2 e com essas escolhas de G, L e a_j, fizeram-se as Figuras 5.3 e 5.4, que correspondem aos tempos de retirada dos pacotes do "buffer" e à ocupação percentual do "buffer". O primeiro pacote é retirado no instante $w_1 = y_{c+1}$ e, nesse caso, $c=Z/2=3000$. A Figura 5.5 mostra $\hat{T}_{m,k}$ (a estimativa de T_m, o período do mestre) e a Figura 5.6 apresenta $\hat{D}_k$ (a estimativa de D, o atraso típico da rede) em função da janela de

observação k. Oscilações em y_j, w_j e $z(t)$ não podem ser percebidas por causa da escala utilizada nessas figuras.

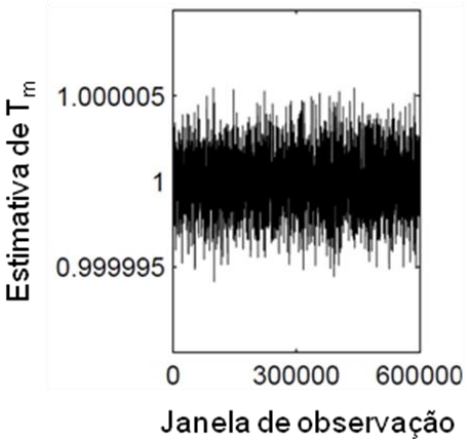


Figura 5.5: Estimativa $\hat{T}_{m,k}$ na janela de observação k.

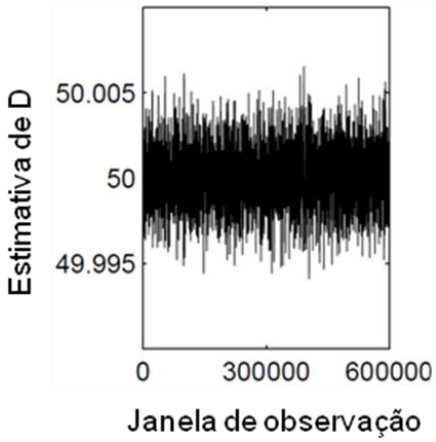


Figura 5.6: Estimativa $\hat{D}_k$ na janela de observação k.

Em 10 simulações com $T_m=1ms$, $T_s=1,1ms$, $D=50ms$, $G=1$ para o DPLL-1, $L=2000$, $a_j=1$, $Z=6000$, $c=3000$ e PDV com distribuição triangular, média nula e $d_{min}=-0,1ms$ e $d_{max}=0,1ms$, foram obtidos $\bar{p}=(1,84\pm0,04).10^{-7}=(184\pm4)ppb$ e $\bar{q}=(6,9\pm2,5).10^{-3}ms=(6,9\pm2,5)\mu s$, que são valores que satisfazem as restrições impostas. Simulações numéricas adicionais revelaram que o ganho $G=1$ para o DPLL-1 é a melhor escolha para minimizar $\bar{p}$ e $\bar{q}$ nesse cenário. Esse ganho implica $T_k=\bar{A}^{(k)}$. Valores similares de $\bar{p}$ e $\bar{q}$ podem ser obtidos adotando o DPLL-2 com $G=100$, o que corresponde a $T_k\cong\bar{A}^{(k)}$. Nesse caso, $\bar{p}=(184\pm4)ppb$ e $\bar{q}=(5,5\pm2,5)\mu s$. A dinâmica do processo de sincronização com DPLL-2 é similar às figuras mostradas nesta seção para o DPLL-1.

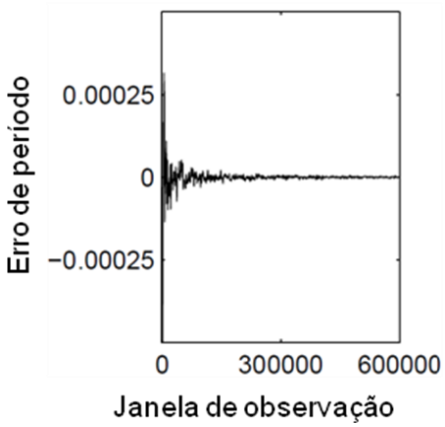


Figura 5.7: Erro de período p_k na janela de observação k.

A Figura 5.7 mostra a evolução temporal do erro de período p_k definido pela Expressão (4.17) e a Figura 5.8 apresenta a variação temporal do erro de fase q_k definido pela Expressão (4.23). Na

simulação ilustrada pelas figuras mostradas neste capítulo, tem-se $\bar{p}$ (a média de $|p_k|$) igual a 178 ppb e $\bar{q}$ (a média de $|q_k|$) igual a 3,18 μs.

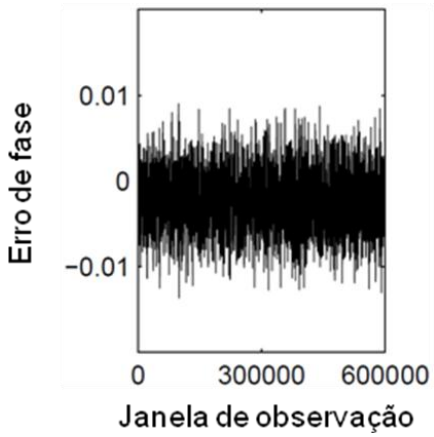


Figura 5.8: Erro de fase q_k na janela de observação k.

5.3 Investigando a influência do PDV

Se os valores absolutos de d_{min} e d_{max} são aumentados, o desempenho é piorado, como esperado, pois isso representa uma maior variação no PDV. De fato, a largura da distribuição do PDV é o parâmetro da rede (ou seja, é o parâmetro externo, que não é do algoritmo) que mais afeta o desempenho do esquema de sincronização. Como mencionado, se o PDV fosse nulo, não haveria a necessidade de estratégias de sincronização, pois dois pacotes consecutivos quaisquer chegariam após um mesmo intervalo de tempo e a frequência do mestre seria facilmente detectada.

Por exemplo, se d_{min}=*-1ms* e d_{max}=*1ms* (tomando o DPLL-1 e mantendo todos os outros valores dos parâmetros considerados anteriormente na Seção 5.2), obtêm-se $\bar{p} = (320 \pm 40) ppb$ e $\bar{q} = (58 \pm 28) \mu s$. Assim, quando os valores de d_{min} e d_{max} foram multiplicados por 10, os valores de $\bar{p}$ e $\bar{q}$ foram aproximadamente multiplicado por 1,7 e 8,4, respectivamente. Os desvios padrões foram multiplicados por 10 e 11,2, respectivamente. Para d_{min}=*-10ms* e d_{max}=*10ms* (uma multiplicação por um fator de 100), então $\bar{p} = (1600 \pm 400) ppb$ e $\bar{q} = (520 \pm 220) \mu s$; portanto, os valores originais de $\bar{p}$ e $\bar{q}$ foram multiplicados por 8,7 e 80, respectivamente. Os desvios padrões foram multiplicados por 100 e 88, respectivamente. Esses resultados, mostrados na Tabela 5.1, sugerem que $\bar{q}$ é mais afetado pelo aumento dos valores de $|d_{\min}| = d_{\max}$ do que $\bar{p}$.

Tabela 5.1: Desempenho em função de $|d_{\min}| = d_{\max}$.

$\|d_{\min}\| = d_{\max}$ (em *ms*)	$\bar{p}$ (em *ppb*)	$\bar{q}$ (em μs)
0,1	*184 ± 4*	*6,9 ± 2,5*
1	*320 ± 40*	*58 ± 28*
10	*1600 ± 400*	*520 ± 220*

5.4 Investigando a influência de *L*

A largura *L* da janela *k*, escolhida para estimar os valores de T_m e de *D* é o parâmetro do algoritmo que mais afeta a velocidade do processamento: quanto maior o valor de *L*, mais demorado se torna a execução do algoritmo de sincronização. Além disso, o valor de *L* influencia fortemente a qualidade dos resultados.

Diminuindo o valor de *L* se observa uma piora no desempenho. Por exemplo, tomando *L=200* pacotes (com o DPLL-1 e mantendo todos os outros valores dos parâmetros usados na Seção 5.2), o resultado é $\bar{p} = (225 \pm 8) ppb$ e $\bar{q} = (117 \pm 2) \mu s$. Observe que quando o valor de *L* foi dividido por 10, os valores de $\bar{p}$ e $\bar{q}$ foram aproximadamente multiplicado por 1,2 e 17, respectivamente. Para *L=20* pacotes (uma divisão por um fator de 100) os valores são $\bar{p} = (430 \pm 130) ppb$ e $\bar{q} = (3783 \pm 6) \mu s$; consequentemente, os valores originais de $\bar{p}$ e $\bar{q}$ foram multiplicados por 2,3 e 550, respectivamente. De acordo com esses números, exibidos na Tabela 5.2, considerando as variações de *L*, o parâmetro $\bar{q}$ também é mais afetado do que o parâmetro $\bar{p}$.

Tabela 5.2: Desempenho em função de L.

L	$\bar{p}$ (em *ppb*)	$\bar{q}$ (em μs)
2000	*184 ± 4*	*6,9 ± 2,5*
200	*225 ± 8*	*117 ± 2*
20	*430 ± 130*	*3783 ± 6*

5.5 Investigando a influência do atraso típico da rede

O atraso médio ou atraso de referência, representado pela letra *D*, é um parâmetro característico da rede (e não do algoritmo proposto) que não afeta a qualidade dos resultados obtidos. O único efeito de *D* é sobre o início do processo de sincronização. Quanto maior o valor de *D*, mais tempo demora até o "buffer" atingir metade de sua capacidade de armazenamento. Entretanto, a partir daí, o esquema não é mais afetado pelo valor de *D*, já que os ajustes no relógio escravo são realizados a cada novo pacote recebido, o que ocorre numa taxa aproximadamente regular (em torno de T_m) e independente de *D*.

De fato, o desempenho do esquema de sincronização não é influenciado pelo valor do atraso de referência *D*. Por exemplo, para $D = 100ms$ (o dobro do valor até então usado), obtêm-se $\bar{p} = (182 \pm 4)ppb$ e $\bar{q} = (6{,}2 \pm 2{,}8)\mu s$; números bastante próximos daqueles apresentados na Seção 5.2 (a saber, $\bar{p} = (184 \pm 4)ppb$ e $\bar{q} = (6{,}9 \pm 2{,}5)\mu s$).

5.6 Investigando a influência do período nominal do relógio mestre

A taxa de envio de pacotes corresponde ao período T_m do relógio do mestre. Realizando simulações considerando um período 10 vezes maior; ou seja, para $T_m = 10ms$ (com o DPLL-1 e com os outros valores dos parâmetros usados na Seção 5.2) e mantendo $T_s = 1{,}1 \times T_m$, obtêm-se $\bar{p} = (168{,}5 \pm 0{,}5)ppb$ e $\bar{q} = (6{,}7 \pm 2{,}8)\mu s$; já para um período 10 vezes menor, isto é, para $T_m = 0{,}1ms$, então $\bar{p} = (256 \pm 93)ppb$

e $\bar{q} = (6{,}0 \pm 2{,}6)\mu s$. Portanto, quanto maior T_m (quanto menor a frequência com os pacotes são transmitidos pelo mestre), menores são o erro de período $\bar{p}$ e o desvio padrão correspondente. Observe que para $T_m = 0{,}1ms$, tem-se um desvio padrão "grande" em $\bar{p}$ (quando comparado com o desvio padrão para $T_m = 1ms$ ou $T_m = 10ms$); pois, nesse caso, T_m é da mesma ordem de grandeza de $|d_{\min}| = d_{\max}$ do PDV. Já o parâmetro $\bar{q}$ mostrou-se ser menos sensível a variações em T_m do que $\bar{p}$, como mostrado na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Desempenho em função de Tm.

T_m (em ms)	$\bar{p}$ (em ppb)	$\bar{q}$ (em μs)
10	*168,5 ± 0,5*	*6,7 ± 2,8*
1	*184 ± 4*	*6,9 ± 2,5*
0,1	*256 ± 93*	*6,0 ± 2,6*

5.7 Investigando a influência do período nominal do relógio escravo

Na prática, empregam-se relógios mestre e escravo com frequências livres muito próximas; de preferência, iguais. Quanto

maior for a diferença entre T_s e T_m, mais longo é o transiente associado à sincronização e maiores são os valores de $\bar{p}$ e $\bar{q}$.

Portanto, o desempenho pode ser melhorado através da redução da diferença entre T_s e T_m. Por exemplo, se ambos os relógios têm o mesmo período nominal, isto é, $T_s = T_m = 1ms$ (para o DPLL-1 com $G=1$ e mantendo todos os outros valores dos parâmetros empregados na Seção 5.2), então $\bar{p} = (12 \pm 2)ppb$ e $\bar{q} = (4{,}0 \pm 1{,}4)\mu s$, que são números que satisfazem requisitos muito restritivos de sincronização [7,8,47], e que estão de acordo com a Tabela 2.3. Considerando o nó escravo equipado com o DPLL-2 com $G=100$, para $T_s = T_m = 1ms$, então $\bar{p} = (14 \pm 4)ppb$ e $\bar{q} = (4{,}7 \pm 2{,}5)\mu s$, que também são números bastante satisfatórios. Esses resultados numéricos para $\bar{p}$ e $\bar{q}$ nos levam a concluir que o esquema de sincronização proposto nesta tese poderia ser empregado em situações reais.

5.8 Rede em condições não estacionárias

Para melhorar a eficiência do método de estimação, os pesos de a_j utilizados nas Equações (4.12) e (4.13) deveriam estar diretamente associados com a precisão das informações contidas em cada instante y_j. Assim, quanto maior o valor de d_j relacionado com y_j, menor deveria ser o peso a_j. Foram realizadas simulações considerando-se que o PDV advém de uma distribuição de probabilidades não estacionária, para explorar o efeito da escolha não homogênea de valores a_j. De fato, estacionaridade é uma situação utópica, não encontrada de verdade, já que o número de usuários e a quantidade de pacotes trocados através da rede variam a cada instante.

Assim, suponha que $|d_{\min}| = d_{\max}$ começa a partir de *0,1ms* e, depois de *n/2* pacotes enviados pelo mestre, $|d_{\min}| = d_{\max}$ aumente repentinamente a *1ms*. Esse cenário pode representar um aumento abrupto da carga de tráfego. Já que se está interessado no impacto dessa transição de PDV na sincronização, assuma que $T_s = T_m = 1ms$ e $n = 6 \times 10^4$ pacotes. Nessa situação, adotando $a_j = 1$ e os valores dos outros parâmetros utilizados anteriormente, então $\bar{p} = (180 \pm 40) ppb$ e $\bar{q} = (15 \pm 1) \mu s$.

Para testar o efeito da ponderação heterogênea, é imposto que se:

$$\left| y_j^{(k)} - \left((j-1)\bar{A}^{(k)} + \bar{D}^{(k)} \right) \right| > \delta \qquad (5.1)$$

vale para $y_j^{(k)}$ na janela de observação *k*, então na janela de *k+1* o peso de a_j correspondente a $y_j^{(k)}$ é igual a $\beta < 1$; caso contrário, $a_j = 1$ (δ e β são constantes positivas e $\bar{D}^{(k)}$é o valor médio obtido a partir das estimativas de D_k já calculadas). Se a_j depende de y_j conforme descrito, com $\delta = 0,1$ e $\beta = 0,3$, então $\bar{p} = (120 \pm 20) ppb$ e $\bar{q} = (6,9 \pm 0,6) \mu s$, que são valores menores que os obtidos com $a_j = 1$.

Se a transição do PDV vai de *0,1ms* para *10ms*, com $a_j = 1$ obtêm-se $\bar{p} = (1100 \pm 100) ppb$ e $\bar{q} = (130 \pm 10) \mu s$, e com uma distribuição não-homogênea de a_j com $\delta = 0,8$ e $\beta = 0,3$ o resultado é $\bar{p} = (600 \pm 210) ppb$ e $\bar{q} = (60 \pm 6) \mu s$ (novamente, valores menores).

Considere agora que a frequência de variação do PDV aumenta. Na Tabela 5.4, apresentam-se os desempenhos do algoritmo com ponderação homogênea e com ponderação heterogêna, para $|d_{\min}| = d_{\max}$ "chaveando" entre *0,1ms* e *1ms* a cada *n/2* pacotes, a cada *n/4* pacotes e a cada *n/6* pacotes, tomando $n = 6 \times 10^4 = 60000$. Explicando: "chavear" entre *0,1ms* e *1ms* a cada *n/4* pacotes significa que $|d_{\min}| = d_{\max}$ vale *0,1ms* para os *15000* primeiros pacotes, *1ms* para os *15000* pacotes seguintes, *0,1ms* para os próximos *15000* pacotes, e *1ms* para os *15000* pacotes restantes. Note que se obtêm resultados melhores usando $\delta = 0,1$ e $\beta = 0,3$ (ponderação heterogênea) do que $a_j = 1$ (ponderação homogênea). Note também que os desempenhos não são fortemente influenciados pela frequência de variação do PDV.

Tabela 5.4: Desempenho em função da frequência de transição do PDV.

variação de $\|d_{\min}\| = d_{\max}$ *a cada*	$\overline{p}$ (em *ppb*) *ponderação homogênea*	$\overline{q}$ (em μs) *ponderação homogênea*	$\overline{p}$ (em *ppb*) *ponderação heterogênea*	$\overline{q}$ (em μs) *ponderação heterogênea*
n/2 pacotes	*180 ± 40*	*15 ± 1*	*120 ± 20*	*6,9 ± 0,6*
n/4 pacotes	*220 ± 40*	*15 ± 2*	*180 ± 30*	*8,0 ± 1,2*
n/6 pacotes	*230 ± 50*	*15 ± 2*	*180 ± 40*	*7,0 ± 0,6*

Os valores de δ e β citados foram encontrados após inúmeras simulações. Num cenário real, eles poderiam ser determinados numérica ou experimentalmente e usados em situações em que essa transição abrupta no PDV se repete periodicamente. Por exemplo, diariamente, em regiões predominantemente residenciais nos EUA, tem-se, tipicamente, um aumento no tráfego de pacotes entre 19h00 e 23h00, por conta de serviços de vídeo via internet (segundo estudos internos da Nokia Siemens, realizados nos EUA). Assim, em torno desse horário, o método dos minímos quadrados ponderado deve ser preferível em relação ao não ponderado. E, como dito, a ponderação ótima (os valores de δ e β mais convenientes) poderia ser determinada através de simulações ou experimentalmente.

Portanto, o método com ponderação não homogênea pode produzir resultados melhores do que o método não ponderado em situações não estacionárias. Em condições estacionárias, não foram encontrados valores de δ e β que aprimorassem o desempenho. Uma possível explicação para isso é dada na Seção 5.10.

5.9 Investigando a influência de desvios na distribuição do PDV

Admita que cada pacote tenha uma probabilidade f de sofrer um atraso d_j que se desvia do valor oriundo da distribuição triangular originalmente considerada. Mais especificamente, suponha que o tempo de chegada y_j desses pacotes, em vez de ser dado pela Expressão (4.7), obedece a:

$$y_j = (j-1)T_m + D + \tau |d_j| \qquad (5.2)$$

sendo τ uma constante positiva que representa o quanto o atraso d_j se desvia "para mais" (repare o módulo em d_j) daquele que seria o valor obtido a partir da distribuição triangular original. A Tabela 5.5 mostra os resultados de simulações numéricas tomando $f=0,01$ (ou seja, em média, 1% dos pacotes experimenta um atraso maior do que aquele dado pela distribuição triangular) e $\tau=1$, 10 e 100 (além disso, $n= 6\times10^4$, $T_m=T_s=1ms$, DPPL-1 com $G=1$ e os demais valores de parâmetros usados na Seção 5.2). Nessa tabela, os desempenhos do esquema com ponderação homogênea ($a_j=1$) e com ponderação heterogênea com $\delta=1$ e $\beta=0,001$ são comparados. Note que o esquema com ponderação homegênea apresenta resultados que se tornam piores à medida que o PDV se desvia da distribuição triangular simétrica; enquanto que o desempenho do método com ponderação heterogênea praticamente não se altera conforme τ aumenta.

Tabela 5.5: Desempenho considerando desvios na distribuição triangular do PDV.

τ	$\overline{p}$ (em ppb) *ponderação homogênea*	$\overline{q}$ (em μs) *ponderação homogênea*	$\overline{p}$ (em ppb) *ponderação heterogênea*	$\overline{q}$ (em μs) *ponderação heterogênea*
1	*87±31*	*3,1±1,1*	*110±20*	*3,8±1,1*
10	*140±60*	*5,8±2,5*	*130±30*	*5,0±1,8*
100	*820±300*	*37±11*	*120±30*	*4,0±1,3*

5.10 Considerações sobre as simulações realizadas

Os resultados das simulações mostraram que as sincronizações de fase e de frequência podem ser alcançadas de forma satisfatória, dentro de certa precisão, ajustando o período do relógio escravo a partir de cálculos feitos com os instantes de chegada de pacotes e empregando um DPLL de primeira ordem para o ajuste desse relógio.

É importante comentar as escolhas feitas para os valores numéricos dos parâmetros de controle considerados no algoritmo:

- O ganho G do DPLL: valores adequados são $G=1$ para o DPLL-1 e $G=100$ para o DPLL-2. Detalhes dessa escolha para o DPLL-1 podem ser encontrados no Apêndice C;

- Os pesos a_j do método dos mínimos quadrados: uma escolha que se mostrou adequada é $a_j=1$. Talvez, isso decorra do fato de que o método dos mínimos quadrados não ponderado (com $a_j=1$) é o estimador ótimo quando o erro (nesta tese, o PDV) obedece a uma distribuição de probabilidades gaussiana, supondo o modelo estacionário e linear (como é a Equação (4.11)) [58]. No nosso caso, a distribuição de probabilidades é triangular, um formato que se assemelha à distribuição gaussiana (de fato, essas duas distribuições são simétricas em relação ao valor médio e caem conforme se afasta da média, que representa o ponto de máximo). Por exemplo, a Figura 5.1 “parece” com uma distribuição de probabilidades gaussiana. Já no caso não estacionário, a escolha $a_j=1$ não é a melhor que pode ser feita, como verificado nas simulações apresentadas nas duas seções anteriores;

- A largura L da janela de observação o algoritmo: $L=2000$ é um valor conveniente. Note que, quanto maior o valor de L, mais tempo se gasta até o esquema de sincronização proposto passar a atuar. No caso, considerando $T_m=1ms$, então para $L=2000$ há dois segundos de intervalo de tempo entre o recebimento do primeiro pacote e o início do ajuste do relógio do escravo. Quanto menor o valor de L, menor é esse intervalo; entretanto, pior é o desempenho do esquema.

Constatou-se que as variações em $|d_{\min}|=d_{\max}$ afetam $\bar{q}$ muito mais do que afetam $\bar{p}$; portanto, sincronização de fase é mais difícil de ser obtida/mantida do que sincronização de frequência (ou de período) frente a essas variações. Constatou-se também que o uso de relógios com períodos nominais bem próximos ($T_s \cong T_m$) pode melhorar o desempenho do esquema de sincronização. Já alterações em T_m afetam mais $\bar{p}$ do que $\bar{q}$ e variações em D não alteram o desempenho.

Num computador com processador Intel Core 2 Duo com velocidade de processamento de 2,1 *GHz* e com 4 *GB* de memória RAM, utilizando sistema operacional Windows 7 de 32 bits, cada simulação com $n=6\times10^5$ pacotes e $L=2000$, com o algoritmo implementado em Matlab, consome cerca de 40 minutos (mas, em boa parte da elaboração desta tese, usou-se um computador em que tais simulações demoravam horas). Diminuindo o valor de n e/ou de L, reduz-se o tempo de processamento. Por exemplo, para $n=6\times10^4$ pacotes, o tempo de processamento é da ordem de 30 segundos. No total, aqui foram relatados os resultados de cerca de 250 simulações. Muitas outras foram feitas, a fim de escolher valores adequados para os parâmetros G, a_j e L, e para os parâmetros δ e β no caso de PDV

não estacionário ou de PDV não simétrico. Parte desses resultados já foi publicada em periódico internacional [48].

Capítulo 6

Conclusões

Em uma rede de comutação de circuitos, as transmissões ocorrem por meio de canais com largura de banda dedicada, e essa rede opera de forma síncrona. A distribuição de tempo depende, principalmente, da qualidade dos relógios dos nós e do número de escravos ligados em cadeia ao mestre [13,46,56].

Em uma rede de comutação de pacotes, há um compartilhamento dinâmico da banda utilizada; e os pacotes, mesmo quando enviados em uma taxa regular pelo mestre, chegam ao escravo de uma maneira não uniforme, que é previamente desconhecida. No entanto, nesse tipo de rede, muitos serviços exigem sincronização [7,8].

Aqui foi mostrado numericamente que as sincronizações de fase e de frequência podem ser alcançadas de uma forma satisfatória, dentro de certos limites de precisão, ajustando o período do relógio do escravo a partir de cálculos feitos com os instantes de chegada de pacotes e empregando um DPLL de primeira ordem. O esquema proposto é de implementação simples.

Foram considerados como parâmetros de controle o ganho G do DPLL, os pesos de a_j e a largura L da janela do algoritmo usado para estimar a frequência T_m mestre e o atraso de referência D. Adotaram-se valores realistas para os parâmetros do modelo, considerando um sistema de comunicação típico, e as escolhas de $G=1$ para o DPLL-1 ou $G=100$ para o DPLL-2, $L = 2000$ pacotes e $a_j = 1$, parecem dar resultados satisfatórios em condições estacionárias. Com essas escolhas, os resultados obtidos foram de $\overline{p} < 200 ppb$ e $\overline{q} < 20 \mu s$.

Variações em $|d_{\min}| = d_{\max}$ afetam o parâmetro $\bar{q}$ mais do que $\bar{p}$; portanto, obter sincronização de fase apresenta maior dificuldade quando comparada a obtenção de sincronização de frequência [48]. Além disso, considerando os valores de a_j de acordo com a precisão das informações de tempo, contidas nos instantes de chegada y_j correspondentes, o desempenho do modelo pode ser melhorado com escolhas convenientes das constantes δ e β. Ainda, usando relógios de mesmo período nominal ($T_s = T_m$), podem-se obter $\bar{p} < 50 ppb$ e $\bar{q} < 10 \mu s$ (como relatado na Seção 5.7), que são valores bastante adequados, segundo a Tabela 2.3. O esquema de sincronização mostrou-se insensível a variações no atraso médio D e diminuir T_m fez com que o valor de $\bar{p}$ e o desvio padrão correspondente aumentassem, enquanto o valor de $\bar{q}$ foi pouco afetado.

Portanto, o uso desse modelo pode ser considerado em uma rede de pacotes convencional, em aplicações críticas em relação aos desvios de fase e de frequência. Evidentemente, o método necessita de uma avaliação experimental, a fim de comprovar os resultados obtidos por simulação e para se medirem os valores dos parâmetros TE, TIE e MTIE do oscilador escravo, estabelecidas na recomendação G.810, através da configuração independente apresentada na Figura 2.4b.

Aqui, o desempenho foi avaliado em termos de $\bar{p}$ e $\bar{q}$, que representam valores médios dos valores absolutos (ou seja, valores médios dos módulos) de p_k e q_k obtidos a partir de (4.17) e (4.23), respectivamente, sendo que a expressão (4.23) foi por nós definida (as normas do ITU-T não especificam como calcular, teoricamente, o desvio de fase q_k). Certamente, tomar as médias dos módulos de p_k e q_k dá resultados piores (maiores) de $\bar{p}$ e $\bar{q}$ do que simplesmente

tomar as médias de p_k e q_k, considerando essas grandezas com seus valores positivos ou negativos. Essa, entretanto, nos pareceu a maneira mais justa de avaliar o método proposto.

O esquema adaptativo possui a vantagem de não necessitar de envios de pacotes dos escravos para o mestre, sendo modelada aqui pela rede da Figura 3.2a. É importante destacar que o modelo baseado na norma 1588v2 utiliza-se de um sistema de controle em malha fechada, o que torna a sincronização, aparentemente, "mais estável". No entanto, em redes com milhares de elementos dotados de relógios escravos (como é na prática), tal modelo acarreta uma troca excessiva de pacotes, exigindo mestres cada vez mais robustos, capazes de receber e interpretar uma infinidade de pacotes, oriundos de diferentes tipos de escravos distribuídos nessas redes, que são complexas e dinâmicas. É difícil determinar a topologia da rede que facilita a troca bidirecional de pacotes entre mestres e escravos e que atenda aos requisitos da 1588v2.

Talvez, o desempenho do nosso algoritmo possa ser aprimorado usando DPLLs representados por equações de diferenças de maior ordem e/ou por esquemas que envolvam a realimentação dos tempos de partida e de chegada, conforme descrito na Seção 3.3. Entretanto, isso levará a um algoritmo menos simples do que o aqui proposto.

Estudos futuros também podem ser realizados no sentido de se investigar como o tempo de estabelecimento do sincronismo de fase pode ser reduzido. Modelos de acoplamento de relógios que seguem a recomendação do ITU-T G.803 [16] garantem o sincronismo de frequência em intervalos de tempo inferiores a um segundo [15], mas não contribuem para o sincronismo de fase. O uso do modelo aqui proposto associado com o acoplamento físico dos relógios [46],

através de sinais de referência, como o Ethernet Síncrono utilizado em conexões de elementos de redes baseado em pacotes e apresentado do capítulo 3.4, pode acelerar o sincronismo de fase, reduzindo os efeitos transitórios.

Bibliografia

[1] Strogatz S.H. e Stewart I. (1993). Coupled oscillators and biological synchronization. Scientific American, 269(6), 102-109.

[2] Del Nero H.S. (1998). O Equilíbrio Necessário. São Paulo: Collegium.

[3] Izhikevich E.M. (1999). Weakly pulse-coupled oscillators, FM interactions, synchronization, and oscillatory associative memory. IEEE Transactions on Neural Networks, 10, 508-526.

[4] Gersho A. e Karafin B.J. (1966). Mutual synchronization of geographically separated oscillators. The Bell Labs Technical Journal, 45, 1689-1704.

[5] Simões M. (1997). Sincronismo garante transmissão perfeita. Revista Nacional de Telecomunicações, 215, 18-22.

[6] Hanrahan H. (2007). Network Convergence: Services, Applications, Transport, and Operations Support. New York: Wiley.

[7] Aweya J. (2003). Trunking of TDM and narrowband services over IP networks. International Journal of Network Management, 13, 33-60.

[8] Le Pallec M., Bui D.T., Dorgeuille F. e Le Sauze N. (2009). Time and frequency distribution over packet switched networks. The Bell Labs Technical Journal, 14, 131-154.

[9] G.8262 (2007). Timing Characteristics of Synchronous Ethernet Equipment Slave Clock. Recomendação do ITU-T (“International Telecommunication Union” – Departamento de Padronização).

[10] G.8261/Y.1361 (2008). Timing and Synchronization Aspects in Packet. Recomendação do ITU-T (“International Telecommunication Union” – Departamento de Padronização).

[11] G.8260 (2010). Definitions and Terminology for Synchronization in Packet. Recomendação do ITU-T (“International Telecommunication Union” – Departamento de Padronização).

[12] G.810 (1996). Definitions and Terminology for Synchronization Networks. Recomendação do ITU-T (“International Telecommunication Union” – Departamento de Padronização).

[13] G.811 (1997). Timing Characteristics of Primary Reference Clocks. Recomendação do ITU-T (“International Telecommunication Union” – Departamento de Padronização).

[14] G.703 (2001). Physical/Electrical Characteristics of Hierarchical Digital Interfaces. Recomendação do ITU-T (“International Telecommunication Union” – Departamento de Padronização).

[15] G.781 (2008). Synchronization Layer Functions. Recomendação do ITU-T (“International Telecommunication Union” – Departamento de Padronização).

[16] G.803 (2000). Architecture of Transport Networks Based on the Synchronous Digital Hierarchy. Recomendação do ITU-T (“International Telecommunication Union” – Departamento de Padronização).

[17] Taylor B.N. (1991). The International System of Units (SI). National Institute of Standards and Technology. Gaithersburg, EUA.

[18] Glossário de termos de Tempo e Frequência. NIST (“National Institute of Standard and Technology”). Consultado em 07/04/2012. Disponível em http://www.nist.gov/pml/wmd/metric/time.cfm.

[19] Datum. (1996). Datum FTS 4040A/RS Cesium Frequency Standard. Catálogo do Fabricante.

[20] G.825 (2000). The Control of Jitter and Wander within Digital Networks which are Based on the Synchronous Digital Hierarchy (SDH). Recomendação do ITU-T (“International Telecommunication Union” – Departamento de Padronização).

[21] G.812 (1998). Timing Requirements of Slave Clocks Suitable for Use as Node Clocks in Synchronization Networks. Recomendação do ITU-T (“International Telecommunication Union” – Departamento de Padronização).

[22] G.813 (1996). Timing Characteristics of SDH Equipment Slave Clocks. Recomendação do ITU-T (“International Telecommunication Union” – Departamento de Padronização).

[23] Allan D.W., Weis M.A. e Peppler T.K. (1989). In search of the best clock. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 38, 623-630.

[24] Lindsey W.C., Ghazvinian F., Hagmann W.C. e Dessouky K. (1985). Network synchronization. Proceedings of the IEEE, 73, 1445-1467.

[25] TS.45.010 (2003). Radio Subsystem Synchronization (Release 6). Recomendação do 3GPP ("3rd Generation Partnership Project" – "Technical Specification Group Radio Access Network").

[26] TS.25.104 (2010). Base Station (BS) Radio Transmission and Reception (FDD) (Release 9). Recomendação do 3GPP ("3rd Generation Partnership Project" – "Technical Specification Group Radio Access Network").

[27] TS.36.104 (2007). Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) Radio Transmission and Reception (Release 8). Recomendação do 3GPP ("3rd Generation Partnership Project" – "Technical Specification Group Radio Access Network").

[28] TS.36.133 (2010). Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Requirements for Support of Radio Resource Management (Release 8). Recomendação do 3GPP ("3rd Generation Partnership Project" – "Technical Specification Group Radio Access Network").

[29] dos Santos R.V. (2002). Sincronismo em Redes Unidimensionais de Osciladores de Fase com Atraso. Universidade Presbiteriana Mackenzie. Dissertação de Mestrado. São Paulo.

[30] P1588™ D2.2 (2007). Draft Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems. Recomendação do IEEE ("Institute of Electrical and Electronics Engineers").

[31] Chen S.G. e Chin W.L. (2009). IEEE 1588 clock synchronization using dual slave clocks in a slave. IEEE Communications Letters, 13, 456-458.

[32] Montgomery W.A. (1983). Techniques for packet voice synchronization. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1, 1022-1028.

[33] Papagiannaki K., Moon S., Fraleigh C., Thiran P. e Diot C. (2003). Measurement and analysis of single-hop delay on an IP backbone network. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 21, 908-921.

[34] Bregni S., Baruffaldi A. e Pattavina A. (2009). Active measurement and time-domain characterization of IP packet jitter. Proceedings of IEEE Latin-American Conference on Communications (Medellin, Colombia), 1, 164-169.

[35] Schneuwly D. e Vallat A. (2007). Clock synchronization in telecommunications via PTP (IEEE 1588). Proceedings of the IEEE International Frequency Control Symposium (Genebra, Suíça), 1, 334-341.

[36] G.8261 (2007). Timing and Synchronization Aspects in Packet networks. Recomendação do ITU-T ("International Telecommunication Union" – Departamento de Padronização).

[37] G.8264 (2008). Distribution of Timing through Packet Networks. Recomendação do ITU-T ("International Telecommunication Union" – Departamento de Padronização).

[38] Technical White Paper for Clock over Ethernet (2007). Huawei Technologies Co. Ltd., 3–7.

[39] Aweya J., Montuno D.Y., Ouellette M. e Felske K. (2006). Clock recovery based on packet inter-arrival time averaging. Computer Communication, 29, 1696-1709.

[40] Singh R.P., Lee S.H. e Kim C.K. (1994). Jitter and clock recovery for periodic traffic in broadband packet networks. IEEE Transactions on Communications, 42, 2189-2196.

[41] Kim K.S. e Lee B.G. (2000). KALP: a Kalman filter-based adaptive clock method with low-pass prefiltering for packet networks use. IEEE Transactions on Communications, 48, 1217-1225.

[42] Bang H., Choi J.O., Lee S.R. e Park C.S. (2011). Adaptive clock recovery mechanism having dynamic frequency drift and buffer level control in packet switched networks. IEEE Communications Letters, 15, 575-577.

[43] Shen G., Nizam M.H.M., Liu E., Gui L. e Xu X. (2004). Fast and accurate clock recovery in packet switched networks. Proceedings of the International Networking and Communications Conference (Lahore, Pakistan), 1, 95-98.

[44] Aweya J., Montuno D.Y., Ouellette M. e Felske K. (2008). Analysis of a clock-recovery technique for circuit emulation services over packet networks. International Journal of Communication Systems, 21, 73-97.

[45] Lv S., Lu Y. e Ji Y. (2009). Short-delay clock recovery for CBR services in PTN. IEEE Communications Letters, 13, 791-793.

[46] Monteiro L.H.A, dos Santos R.V. e Piqueira J.R.C. (2003). Estimating the critical number of slave nodes in a single-chain PLL network. IEEE Communications Letters, 7, 449-450.

[47] Noro R. e Hubaux J.P. (1999). Clock synchronization of MPEG-2 services over packet networks. Telecommunication System, 11, 3-16.

[48] dos Santos R.V. e Monteiro L.H.A. (2012). A scheme for synchronizing clocks connected by a packet communication network. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulations, 17, 2722-2727.

[49] Roppel C. (1999). Estimating cell transfer delay and cell delay variation in ATM networks: measurement techniques and results. European Transactions on Telecommunications, 10, 13-21.

[50] Trump T. (2001). Maximum likelihood trend estimation in exponential noise. IEEE Transactions on Signal Processing, 49, 2087-2095.

[51] Masugi M. e Takuma T. (2007). Using a Volterra system model to analyze nonlinear response in video-packet transmission over IP networks. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulations, 12, 411–421.

[52] Sarkar B.C. e Chaltopadhyay S. (1998). Novel quick-response digital phase-locked loop. Electronics Letters, 24, 1263-1264.

[53] Andreotti G.F., Michieletto G., Mori L. e Profumo A. (1995). Clock recovery and reconstruction of PAL pictures for MPEG coded streams transported over ATM networks. IEEE Transactions on. Circuits and Systems for Video Technology, 5, 508-514.

[54] Banerjee T. e Sarkar B.C. (2005). Phase error dynamics of a class of modified secondorder digital phase-locked loops in the background of cochannel interference. Signal Processing, 85, 1611-1622.

[55] Guckenheimer J. e Holmes P. (1983). Nonlinear Oscillations, Dynamical Systems, and Bifurcations of Vector Fields. New York: Springer.

[56] Ferreira A.A., Bueno A.M. e Piqueira J.R.C. (2009). Modeling and measuring double frequency jitter in one-way master–slave networks. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulations, 14, 1854–1860.

[57] Monteiro L.H.A. (2011). Sistemas Dinâmicos. São Paulo: Livraria da Física.

[58] Aguirre L.A. (2007). Introdução à Identificação de Sistemas. Minas Gerais: Editora da UFMG.

Apêndice A: Ajuste através do método dos mínimos quadrados ponderado

Considere a Equação (4.7), $y_j = (j-1)T_m + D + d_j$, e assuma que o valor de T_m possa ser estimado a partir do tempo de chegada y_j. A Figura A.1 mostra de forma gráfica, e com mais detalhes do que os apresentados na Figura 4.4, como realizar a aproximação que permite estimar o comportamento de T_m em cada janela de observação. Conforme a janela de observação se desloca sobre os pacotes, estimativas de T_m e D vão sendo feitas.

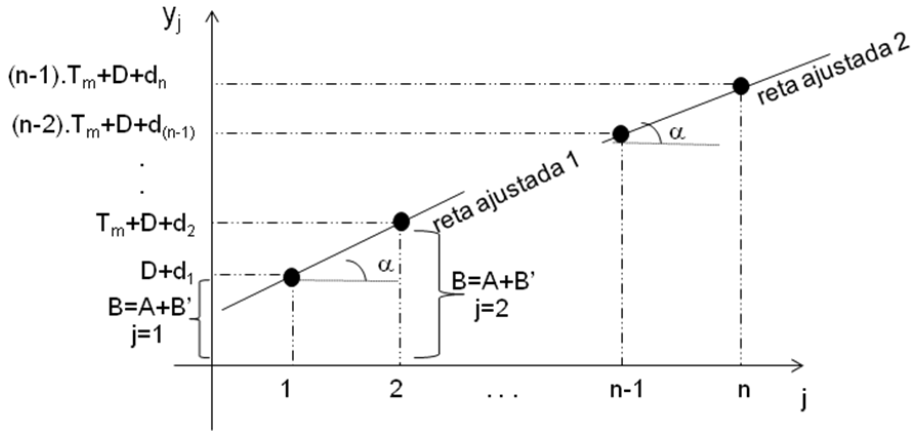


Figura A.1: Estimativa de T_m.

Suponha que $y_j = (j-1)A + B$ (A faz o papel de T_m e B o papel de $D + d_j$). Assim, tem-se que:

$$y_j = Aj + (B - A)$$

Definindo $B' = B - A$, escreve-se $y_j = Aj + B'$.

O método dos mínimos quadrados permite estimar uma grandeza, a partir de dados numéricos, experimentais ou observacionais, supondo que essa grandeza se relacione com os dados por meio de um vetor de parâmetros $\vec{C}$ [57,58]. Seja esse vetor dado por:

$$\vec{C} = \begin{pmatrix} B' \\ A \end{pmatrix}$$

De acordo com esse método, na sua versão não ponderada, os valores dos parâmetros devem ser escolhidos de forma que seja mínima a soma dos quadrados das diferenças entre o dado numérico y_j e o valor previsto $\hat{y}_j$. Assim, $\vec{C}$ deve ser tal que a função:

$$V \equiv \sum_{j=1}^{L} \left(y_j - \hat{y}_j \right)^2$$

é mínima, sendo L o número de dados considerados (nesta tese, L é o número de pacotes na janela de observação k e $\hat{y}_j$ o instante de chegada estimado do pacote j no escravo).

O vetor das variáveis independentes do modelo, que nesse caso possui apenas dois parâmetros, é dado por:

$$\vec{\vec{\psi}}_j = \begin{bmatrix} \psi_{11} & \psi_{12} \\ \psi_{21} & \psi_{22} \\ \psi_{31} & \psi_{32} \\ \vdots & \vdots \\ \psi_{L1} & \psi_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 2 \\ 1 & 3 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & L \end{bmatrix}$$

Mostra-se que o vetor $\vec{C}$ pode ser obtido a partir da equação [57,58]:

$$\vec{C} = \left[\left(\vec{\psi}_j \right)^T \vec{\psi}_j \right]^{-1} \left(\vec{\psi}_j \right)^T \vec{y}$$

Para o caso que analisado, tem-se:

$$\vec{C} = \begin{pmatrix} B' \\ A \end{pmatrix} = \left[\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & 2 & 3 & \cdots & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 2 \\ 1 & 3 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & L \end{pmatrix} \right]^{-1} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & 2 & 3 & \cdots & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \vdots \\ y_L \end{pmatrix}$$

Simplificando, obtém-se:

$$\vec{C} = \begin{pmatrix} B' \\ A \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L & \sum_{j=1}^{L} j \\ \sum_{j=1}^{L} j & \sum_{j=1}^{L} j^2 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \sum_{j=1}^{L} y_j \\ \sum_{j=1}^{L} j y_j \end{pmatrix}$$

ou:

$$\vec{C} = \begin{pmatrix} B' \\ A \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{\sum_{j=1}^{L} j^2 \sum_{j=1}^{L} y_j - \sum_{j=1}^{L} j \sum_{j=1}^{L} j y_j}{L \sum_{j=1}^{L} j^2 - \left(\sum_{j=1}^{L} j \right)^2} \\ \dfrac{L \sum_{j=1}^{L} j y_j - \sum_{j=1}^{L} j \sum_{j=1}^{L} y_j}{L \sum_{j=1}^{L} j^2 - \left(\sum_{j=1}^{L} j \right)^2} \end{pmatrix} \qquad \text{(A1)}$$

Retomando: uma vez que a dependência de y_j em termos de j é linear, escreve-se $\hat{y}_{j,k} = A_k j + B_k$, considerando $\hat{y}_{j,k}$ a estimativa de y_j em cada janela de observação $k = 1, 2, 3, \ldots, n - L + 1$. As constantes A_k e B_k que minimizam $V \equiv \sum_{j=1}^{L} a_j^2 \left(y_j^{(k)} - \hat{y}_{j,k} \right)^2$ podem ser obtidas de modo similar ao que foi feito na dedução de (A1). Note que, agora, V apresenta uma ponderação a_j. Assim, para o método dos mínimos quadrados ponderado, tem-se:

$$\begin{pmatrix} B_k \\ A_k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{\sum_{j=1}^{L} j^2 a_j^2 \sum_{j=1}^{L} a_j^2 y_j^{(k)} - \sum_{j=1}^{L} j a_j^2 \sum_{j=1}^{L} j a_j^2 y_j^{(k)}}{\sum_{j=1}^{L} a_j^2 \sum_{j=1}^{L} j^2 a_j^2 - \left(\sum_{j=1}^{L} j a_j^2 \right)^2} \\ \dfrac{\sum_{j=1}^{L} a_j^2 \sum_{j=1}^{L} j a_j^2 y_j^{(k)} - \sum_{j=1}^{L} j a_j^2 \sum_{j=1}^{L} a_j^2 y_j^{(k)}}{\sum_{j=1}^{L} a_j^2 \sum_{j=1}^{L} j^2 a_j^2 - \left(\sum_{j=1}^{L} j a_j^2 \right)^2} \end{pmatrix}$$

que são as Expressões (4.12) e (4.13).

Apêndice B: Análise de estabilidade da solução estacionária para os DPLLs

Conforme apresentado no Capítulo 4, para os DPLLs governados pelas Equações (4.18) e (4.19), a solução estacionária equivale a $T^* = T_m$, que é assintoticamente estável. Neste apêndice, deriva-se a condição expressa pela Inequação (4.20).

Considere que:

$$T_k = f(T_{k-1}) \tag{B1}$$

Um ponto fixo T^*, que corresponde a uma solução estacionária da Equação (B1), é dado por [55,57]:

$$T_{k-1} = T_k = T^*$$

e é obtida resolvendo a equação:

$$T^* = f(T^*)$$

Uma aproximação polinomial, em torno do ponto fixo T^*, para a função $f(T_k)$, pode ser obtida de [57]:

$$f(T_{k-1}) \cong f(T^*) + \left.\frac{df}{dT_{k-1}}\right|_{T_{k-1}=T^*} (T_{k-1} - T^*) + \left.\frac{d^2 f}{d(T_{k-1})^2}\right|_{T_{k-1}=T^*} \frac{(T_{k-1} - T^*)^2}{2!} + \ldots + \left.\frac{d^m f}{d(T_{k-1})^m}\right|_{T_{k-1}=T^*} \frac{(T_{k-1} - T^*)^m}{m!} \tag{B4}$$

sendo *m* o grau do polinômio. Linearizar o modelo é o mesmo que expandir a função nessa série de Taylor em torno do ponto fixo,

considerando apenas a aproximação linear. Termos em que o grau do polinômio é maior ou igual a dois ($m \geq 2$) são desconsiderados por representarem um número "muito pequeno", quando comparados com o termo linear. Assim:

$$T_k \cong f\left(T^*\right) + \left.\frac{df}{dT_{k-1}}\right|_{T_{k-1}=T^*} \left(T_{k-1} - T^*\right) \qquad \text{(B2)}$$

Definindo λ como:

$$\lambda = \left.\frac{df}{dT_{k-1}}\right|_{T_{k-1}=T^*}$$

é possível reescrever a Equação (B2) da seguinte forma:

$$T_k \cong \lambda . T_{k-1} + T^*\left(1-\lambda\right) \qquad \text{(B3)}$$

A Equação (B3) representa uma progressão geométrica de razão λ mais um termo de entrada constante igual a $T^*(1-\lambda)$. A solução deste tipo de equação de diferença, linear, de primeira ordem, a parâmetros constantes, pode ser obtida recursivamente a partir de T_0 [57]. Desse modo:

$$\begin{aligned}
T_1 &\cong \lambda T_0 + T^*\left(1-\lambda\right) \\
T_2 &\cong \lambda T_1 + T^*\left(1-\lambda\right) = \lambda^2 T_0 + T^*\left(1-\lambda\right)\left(\lambda+1\right) \\
T_3 &\cong \lambda T_2 + T^*\left(1-\lambda\right) = \lambda^3 T_0 + T^*\left(1-\lambda\right)\left(\lambda^2+\lambda+1\right)
\end{aligned}$$

Logo:

$$T_k \cong \lambda^k T_0 + T^*(1-\lambda)\sum_{i=0}^{k-1}\lambda^i \qquad \text{(B4)}$$

sendo o somatório correspondente à soma de uma progressão geométrica de razão λ. Assim, a solução da Equação (B4) é [57]:

$$T_k \cong T_0\lambda^k + T^*(1-\lambda)\frac{(1-\lambda^k)}{(1-\lambda)}$$

que é igual a:

$$T_k \cong T_0\lambda^k + T^*(1-\lambda^k)$$

Pode-se concluir que, quando k tender a infinito, se $|\lambda|<1$ então o valor de T_k tenderá a T^*. Isso representa a condição de estabilidade local dada pela Inequação (4.20). Portanto, para que as soluções estacionárias T^* dos DPPLs descritos por $T_k=f(T_{k-1})$ sejam assintoticamente estáveis, é preciso que:

$$\left|\frac{df(T_{k-1})}{dT_{k-1}}\right|_{T_{k-1}=T^*} < 1 \qquad \text{(B11)}$$

como usado no Capítulo 4. Se f é linear, como ocorre nesta tese, então essa condição implica estabilidade assintótica global.

Apêndice C: Resultados de algumas simulações referentes à escolha do valor do parâmetro *G* para o DPPL-1

Considere o seguinte cenário: $n=6\times10^4$ pacotes, $T_m=1ms$, $T_s=1,1ms$, $D=50ms$, $L=2000$, $a_j=1$, $Z=6000$, $c=3000$ e PDV com distribuição triangular, média nula e $d_{min}=-0,1ms$ e $d_{max}=0,1ms$. Na Tabela C.1, mostra-se como o valor do ganho *G* do DPPL-1 afeta o desempenho do esquema de sincronização. Note que, para os valores de *G* mostrados nessa tabela, a escolha $G=1$ é a ótima, pois leva a menores valores de $\overline{p}$ e $\overline{q}$. Para $G>2$, simulações mostram que os valores numéricos de $\overline{p}$ e $\overline{q}$ divergem, confirmando a análise de estabilidade feita com a Expressão (4.20). Cada valor médio foi obtido a partir de 10 simulações.

Tabela C.1: Desempenho em função do ganho G para o DPPL-1.

G	$\overline{p}$ (em *ppm*)	$\overline{q}$ (em μs)
0,50	*3,41 ± 0,03*	*96 ± 1*
0,75	*2,30 ± 0,01*	*30 ± 1*
1,00	*1,75 ± 0,02*	*3,0 ± 0,8*
1,25	*2,31 ± 0,03*	*18 ± 4*
1,50	*3,45 ± 0,03*	*32 ± 4*