

Sistema Robusto para Geração de Sinais de Relógio

Ricardo Bressan Pinheiro, José Roberto Castilho Piqueira e José Jaime da Cruz

Resumo—Neste trabalho estuda-se um sistema para geração de sinais de relógio em um nó de rede, utilizando a informação de fase de dois sinais de referência provenientes da mesma fonte mas que chegam ao nó após percorrerem rotas diferentes. Discute-se a estabilidade do sistema proposto utilizando técnicas de controle robusto.

Palavras-Chave—Sinais de relógio, sinais de referência, geração de sinais de relógio, *phase locked loop* (PLL), controle robusto, estabilidade.

Abstract—In a network node, a system for generating clock signals, based on weighting of phase information from two master signals, is studied. A discussion about the stability of such system is conducted using techniques of multivariable robust control, and some simulations are presented.

Index Terms—Clock signals, synchronization signals, generation of clock signals, multivariable robust control, stability.

I. INTRODUÇÃO

A digitalização das redes de telecomunicação de todo o mundo trouxe consigo a necessidade de sincronizar os diversos nós que as compõem. Em outras palavras, cada nó de uma rede precisa receber um ou mais sinais de relógio, gerados a partir de uma ou mais fontes estáveis, denominadas geradores mestre de relógio.

Nos últimos dez anos, observou-se a disseminação, nas redes de telecomunicações, da chamada Hierarquia Digital Síncrona, ou SDH, definida por vários órgãos nacionais e internacionais. Com a adoção desse padrão, meios de transmissão baseados em fibra óptica tornaram-se disponíveis, facilitando a distribuição dos sinais para a sincronização dos nós de rede. Outra consequência dessa disponibilidade de formas confiáveis para transporte de sinais de referência é que, em cada nó, passou a ser comum a existência de mais de um desses sinais. Essa disponibilidade de vários sinais de relógio em cada nó torna viável a geração dos sinais de referência que vão ser emitidos de um determinado nó para outros nós da rede usando as informações de fase de todos os sinais de relógio existentes nesse nó.

Ricardo Bressan Pinheiro, José Roberto Castilho Piqueira e José Jaime da Cruz, Laboratório de Automação e Controle, Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, Brasil. E-mails: ricardo.pinheiro@poli.usp.br, piqueira@lac.usp.br, jaime.cruz@poli.usp.br.

A idéia básica, aqui discutida, é usar um dispositivo que atribua pesos às fases dos diversos sinais de referência presentes no nó. O critério usado para a atribuição dos pesos é dar pesos maiores aos sinais de referência que apresentam menores amplitudes de degradação, como por exemplo menores amplitudes de *jitter*. O principal objetivo desse dispositivo, denominado Matriz de Ponderação de Fase (MPF), é permitir a geração dos sinais de relógio de saída de um nó enquanto houver ao menos um sinal de referência chegando a esse nó.

O objetivo principal deste trabalho é propor uma topologia para a MPF. Em seguida, em vista da alta confiabilidade que deve caracterizar essa estrutura, faz-se uma avaliação da estabilidade da mesma, utilizando técnicas de controle robusto multivariável.

Por simplicidade, propõe-se uma topologia para o caso em que se faz a ponderação das fases de dois sinais de referência de entrada, obtendo-se dois sinais de relógio nas saídas respectivas. A extensão para uma estrutura com números maiores de sinais de referência de entrada e saída pode ser feita segundo a mesma linha de raciocínio.

II. ESTRUTURA PROPOSTA PARA A MPF

Para entender melhor a topologia proposta para a MPF, é necessário discutir brevemente o esquema normalmente usado para transmitir sinais de referência de um nó de rede para outro. Tal esquema é mostrado na Fig.1.

Como se pode ver nessa figura, as chamadas “Entradas e Saídas de Sincronismo”, situadas nos equipamentos de transmissão, são os elementos chave no esquema de distribuição de sinais de referência entre os diversos nós de rede. Tais entradas e saídas são definidas em padrões internacionais [1], que especificam valores de grandezas elétricas a serem respeitadas nessas interfaces, e fixam a frequência dos sinais de distribuição, entre entradas e saídas de sincronismo, como sendo de 2048 kHz.

Na situação mostrada na Fig.1, um sinal de distribuição de 2048 kHz, proveniente da saída de sincronismo de algum equipamento situado no nó 1, é aplicado à entrada de sincronização do equipamento A, situado no mesmo nó. O oscilador mestre (OM) de A é sincronizado por esse sinal. Como todas os sinais de relógio do equipamento A são geradas por seu OM, todos eles ficam sincronizados pelo sinal de distribuição recebido na entrada de sincronismo de A.

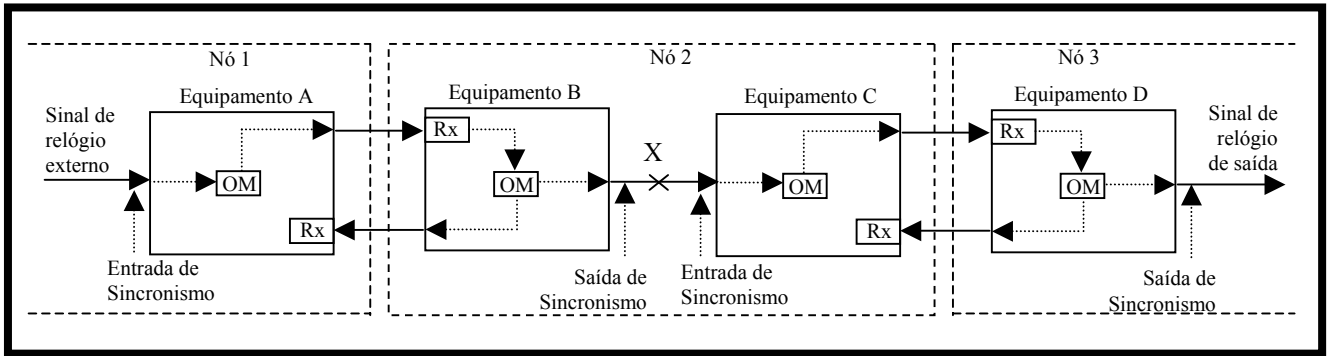


Fig.1. Distribuição de sinais de referência em uma rede

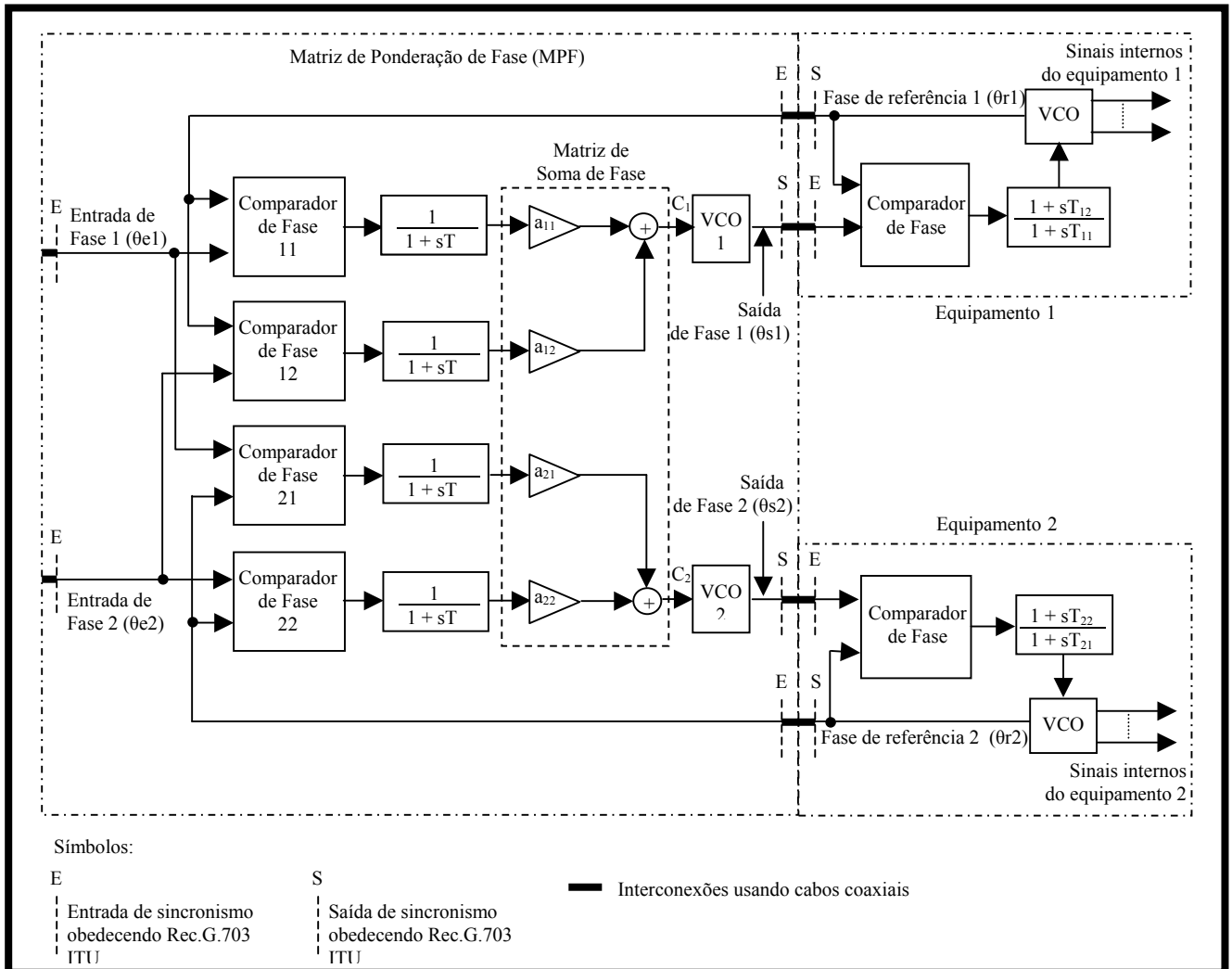


Fig.2 Estrutura da MPF.

Em conseqüência, o feixe digital gerado por A e enviado ao nó 2, onde é recebido pelo equipamento B, está na verdade transportando o sinal presente na entrada de sincronismo de A até B. Esse último equipamento é configurado para que seu OM seja sincronizado pelo sinal de relógio extraído do feixe recebido de A. Portanto, tanto o feixe digital enviado de B para A, quanto o sinal de relógio presente na saída de sincronismo de B estão sincronizados com o sinal original aplicado à entrada de sincronismo de A no nó 1.

A situação descrita se repete para o par de equipamentos C e D, localizados respectivamente nos nós 2 e 3. O resultado final é que o sinal de referência presente na saída de sincronismo do equipamento D, no nó 3, está também sincronizado com o sinal existente no nó 1, aplicado à entrada de sincronismo de A. Por meio desse esquema, os sinais de referência são distribuídos pelos diversos nós da rede.

A MPF foi concebida para ser inserida no ponto indicado como X na Fig.1. Nessas condições, uma das entradas da

matriz recebe o sinal da saída de sincronismo de B, e uma de suas saídas é aplicada à entrada de sincronismo de C. A outra entrada da MPF vem de outro equipamento situado no nó 2, enquanto que a outra saída pode ser aplicada a entrada de sincronização de outro equipamento que gera um sinal que é enviado a outro nó da rede.

Conforme já mencionado, a motivação para se propor a MPF é permitir a geração dos sinais de saída enquanto houver ao menos um sinal de referência presente em uma de suas entradas. As exigências para se dispor desta vantagem são a introdução do *hardware* adicional, contendo os circuitos da MPF, e a cabeção adicional, feita com cabos coaxiais, necessária para interligar as entradas e saídas da MPF aos equipamentos que geram e recebem os sinais.

A estrutura da MPF é mostrada na Fig.2. Pode-se ver que o dispositivo recebe dois sinais de referência de entrada ($\theta e1$ e $\theta e2$ na Fig.2), que são provenientes das saídas de sincronismo de equipamentos, envia dois sinais de saída de fase ($\theta s1$ e $\theta s2$ na Fig.2) às entradas de sincronismo de dois equipamentos, e recebe das saídas de sincronismo desses mesmos equipamentos os chamados sinais de referência de fase ($\theta r1$ e $\theta r2$ na Fig.2). Os equipamentos que trocam sinais com a MPF, denominados na Fig.2 como “Equipamentos 1 e 2”, são denominados “equipamentos associados à MPF”, em vista de sua interação com a matriz.

A Fig.2 mostra que cada sinal de fase de entrada é aplicado a um comparador de fase. Por sua vez, cada comparador de fase recebe em sua outra entrada um dos sinais de referência de fase. O papel de cada um desses últimos é criar uma referência local de fase, que é usada na medida da fase de cada sinal de entrada.

A saída de cada comparador de fase é então aplicada a um Filtro Passa-Baixas (FPB), caracterizado por um pólo finito. A função dos FPBs é suprimir componentes de alta frequência que são geradas pelos comparadores de fase, e seu papel é semelhante ao dos filtros de malha utilizados em *Phase Locked Loops* (PLLs) ([2], [3]). Na saída de cada FPB encontra-se um sinal cujo conteúdo corresponde à fase de entrada aplicado ao respectivo comparador. As saídas dos FPBs são então ponderadas com os valores a_{11} , a_{12} , a_{21} e a_{22} , implementados por “ganhos” de circuitos elétricos, e em seguida são combinadas em somadores. Essa rede elétrica, composta por elementos de ganho e de soma, constitui a Matriz de Soma de Fase indicada na Fig.2. Nas saídas dessa matriz existem sinais cujo conteúdo corresponde, portanto, a somas ponderadas das fases de entrada

A seguir, cada uma das saídas da Matriz de Soma de Fase é aplicada a um Oscilador Controlado por Tensão (VCO), cuja função é gerar um sinal de fase de saída. Esses sinais de fase assim obtidos são então injetados nas entradas de sincronismo dos equipamentos associados à MPF, que transportam, por meio de seus sinais internos, os sinais de relógio enviados a outros nós da rede. Em cada um dos equipamentos associados existe um PLL que segue a respectiva entrada de sincronismo. É através da ação desse PLL que o OM desse equipamento, bem como o sinal aplicado à saída de

sincronismo do mesmo equipamento, seguem o sinal de fase de saída da MPF. Conforme já mencionado, são esses sinais presentes nas saídas de sincronismo dos equipamentos que constituem os sinais de referência de fase e que são também injetados nos comparadores de fase da MPF, onde constituem a referência de medida para as fases de entrada.

Em vista do que foi dito, o funcionamento da MPF depende fortemente da existência das entradas e saídas de sincronismo nos equipamentos associados à MPF. Entretanto, esse fato não constitui problema sério, já que praticamente todos os equipamentos de transmissão, e mesmo centrais de comutação, dispõem desses recursos.

Na Fig.2, os dois equipamentos associados à MPF são representados por um PLL. A razão para essa representação é o fato já mencionado, de que todos esses equipamentos incluem um PLL que processa os sinais vindos das entradas de sincronismo. Como esse PLL também produz, a menos de um fator de divisão de frequências, o sinal enviado para a saída de sincronismo, então os efeitos do correspondente equipamento sobre a MPF são caracterizados pelo comportamento desse PLL. Já que os equipamentos associados a uma MPF podem perfeitamente ser distintos, os PLLs representativos dos mesmos são também assumidos, neste trabalho como sendo distintos. As seguintes hipóteses são feitas relativas a esses PLLs:

- i. Os dois PLLs não podem ser modificados de nenhuma forma, pois fazem parte de equipamentos;
- ii. Os FPBs de malha desses PLLs são assumidos do tipo com um pólo e um zero finitos. Assume-se este tipo de FPB nos PLLs dos equipamentos, pela suposição adicional de que os mesmos satisfazem as chamadas especificações de transferência de *jitter* [4]. Essas especificações tem o objetivo de impedir o crescimento das amplitudes de *jitter* nos sinais distribuídos por uma rede. É comum usar essa topologia de FPB para satisfazer a essas especificações.
- iii. Os VCOs dos PLLs representativos podem apresentar os chamados “pólos parasitas”, que são pólos adicionais presentes nas funções de transferência desses VCOs. Não foi assumido esse efeito para os VCOs da MPF, na suposição de que esses componentes podem ser escolhidos de forma que esses pólos não causem efeitos significativos. Os valores desses pólos tem sido reportados na literatura ([3], [5]) com valores que vão desde 10 Hz até acima de 10 kHz.

Com relação à hipótese dos pólos parasitas, é importante mencionar que a função de transferência de um VCO, idealmente um integrador puro, toma a seguinte forma quando da ocorrência de um pólo parasita:

$$F_{VCO} = K_V / [s(1+s/p)]$$

sendo K_V a constante de ganho do VCO, em rad/s/V;

p é o valor da frequência angular correspondente ao pólo parasita, em rad/s.

Se um PLL for dimensionado assumindo VCOs ideais, e for implementado com componentes que apresentam pólos parasitas, o comportamento final obtido pode ser bastante diferente daquele esperado. Por exemplo, a Fig.3 mostra os

limites de transferência de *jitter* e as curvas de transferência de *jitter* de um dos PLLs representativos dos equipamentos, assumindo um VCO ideal e um VCO com pólo parasita em 10 Hz. Pode-se ver que os limites de transferência de *jitter* não são mais atendidos na presença do pólo parasita.

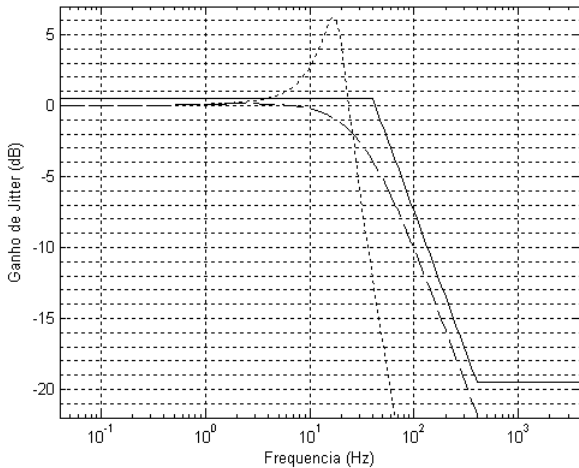


Fig. 3. Limites para transferência de jitter (linha sólida) e funções de transferência de jitter para VCO ideal (linha tracejada) e VCO com pólo parasita (linha pontilhada).

III. VALORES DOS PARÂMETROS DA MPF

Antes de discutir os valores dos parâmetros dos blocos da MPF, é importante observar que a topologia mostrada nessa figura é descrita pelo modelo matemático da Fig.4. Também é preciso observar que esse modelo baseia-se no chamado “modelo de banda-base” de um PLL ([6], [7]) em que são considerados apenas os desvios de fase, não se considerando o valor quiescente de frequência.

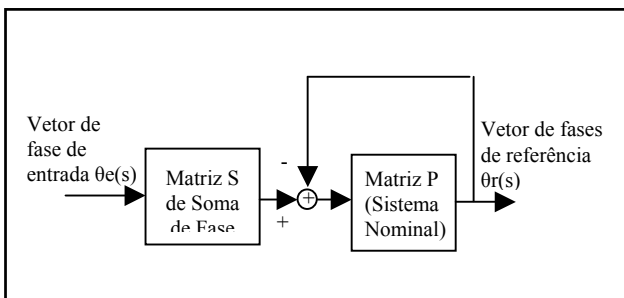


Fig.4. Modelo matemático da MPF.

O modelo da Fig.4 é obtido através de manipulações das variáveis de banda-base associadas à MPF. Pode-se notar que os sinais θ_{s1} e θ_{s2} são considerados sinais internos da MPF, e por isso não aparecem na figura. Os equipamentos associados à MPF estão incluídos no bloco denominado “matriz P”. Os vetores $\theta_e(s)$ e $\theta_r(s)$, que são vetores das transformadas de Laplace das variáveis de banda-base da MPF, são considerados, respectivamente, como as informações de fase de entrada e saída da MPF. Já as matrizes S e P, também mostradas na Fig.5, são respectivamente dadas por

$$S = \begin{bmatrix} a_1 & 1-a_1 \\ a_2 & 1-a_2 \end{bmatrix}$$

$$P(s) = \begin{bmatrix} K_d K_V H_{PLL1}(s)/s(1+sT) & 0 \\ 0 & K_d K_V H_{PLL2}(s)/s(1+sT) \end{bmatrix}$$

sendo: K_V/s a função de transferência (assumida ideal) dos VCOs da MPF, onde K_V é assumido igual a 1286,80 rad/s/V; K_d a constante dos comparadores de fase da MPF, assumido igual a 1,273 V/rad;

T a constante de fase dos FPBs da MPF, assumida igual a 1,592 ms;

$H_{PLL1,2}(s)$ as funções de transferência dos PLLs que representam os equipamentos associados à MPF. Tais funções são assumidas como sendo de segunda ordem, com os parâmetros respectivos $\zeta_1 = 3$, $\omega_{n1} = 11\pi$ e $K_{V1} = 643,40$ rad/s/V, e $\zeta_2 = 2,5$, $\omega_{n2} = 8\pi$ e $K_{V2} = 1286,80$ rad/s/V, correspondendo a valores comumente encontrados na prática.

A matriz $P(s)$, com os valores mencionados, constitui a matriz de funções de transferência de malha aberta da parte da MPF que opera em malha fechada, como mostra a Fig.5. É essa parte da MPF que pode causar instabilidades, em vista da malha de realimentação, e será depois analisada, para que se determinem as precauções necessárias. Essa parte da MPF, descrita pela matriz $P(s)$, recebe a denominação “Sistema Nominal”, também mostrada na Fig.5, desde que as possíveis fontes de instabilidade decorrem de desvios da matriz $P(s)$ em relação ao modelo “nominal” assumido. Neste trabalho, considera-se como causa de possíveis instabilidades a presença dos pólos parasitas nos VCOs dos equipamentos associados à MPF.

Em termos das matrizes da Fig.5, a matriz de funções de transferência da MPF é dada por

$$G_{MPF}(s) = \frac{\theta_r(s)}{\theta_e(s)} = [I + P(s)]^{-1} P(s) S$$

sendo I a matriz identidade de mesma dimensão que $P(s)$. Essa matriz de funções de transferência já considera o Sistema Nominal na condição de malha fechada.

IV. ESTABILIDADE DA MPF

Antes de discutir a estabilidade do Sistema Nominal da MPF, é importante ressaltar que todos os conceitos e técnicas relativas ao campo de Controle Robusto Multivariável, foram baseadas nas referências [8] e [9].

Como o Sistema Nominal da MPF é um sistema multivariável, seu comportamento é descrito em termos dos valores singulares de $P(s)$. Como uma matriz $N \times N$ possui N valores singulares, e $P(s)$ é 2×2 , segue-se que o Sistema Nominal será caracterizado por dois valores singulares, indicados por $\sigma_M[P(s)]$ e $\sigma_m[P(s)]$, respectivamente os valores singulares máximo e mínimo de $P(s)$.

A estabilidade de uma planta multivariável é avaliada determinando-se a chamada “barreira de estabilidade”, que é um conjunto de valores que é função da frequência ω e que, para cada valor de ω , impõe restrições sobre os valores singulares máximos da matriz de funções de transferência da

planta, de forma a preservar a estabilidade ao se manifestarem os desvios em relação ao modelo nominal.

Esses desvios fazem com que o “Sistema Real” se caracterize por uma função de transferência $P_R(s)$, em lugar da matriz $P(s)$ do Sistema Nominal. As matrizes do Sistema Real pertencem a um conjunto de matrizes delimitado pelos desvios em relação ao Sistema Nominal. Para cada matriz $P_R(s)$ possível, define-se a “matriz de erros” $\varepsilon(j\omega)$ dada por

$$\varepsilon(j\omega) = [P_R(j\omega) - P(j\omega)]P^{-1}(j\omega)$$

A matriz de erros $\varepsilon(j\omega)$ é portanto, uma função da frequência ω , e também pode ser caracterizada em termos de seus valores singulares. A cada matriz “real” $P_R(j\omega)$ corresponde uma matriz de erro $\varepsilon(j\omega)$, e, num dado valor de ω , uma dessas matrizes de erro vai se caracterizar por apresentar o maior valor singular máximo. Esse valor máximo pode ser tomado, nessa frequência ω , como uma medida do maior erro que pode ser esperado em virtude dos desvios em relação ao modelo nominal. Por esse motivo, define-se a barreira de estabilidade $e(\omega)$, na frequência ω , dada por $e(\omega) = \{\text{maior entre todos os } \sigma_M[\varepsilon(j\omega)]\}$.

Pode-se mostrar, que uma vez definida a barreira de estabilidade, a seguinte relação deve ser satisfeita:

$$\sigma_M[P(j\omega)] < 1/e(\omega) \quad (1)$$

Essa relação mostra que os valores singulares máximos do Sistema Nominal sofrem as maiores limitações nas regiões em que o erro de modelagem, medido pela barreira de estabilidade, atinge seus valores máximos.

No caso do Sistema Nominal da Fig.5, os responsáveis pelos erros de modelagem são os polos parasitas dos VCOs dos equipamentos associados à MPF. Assim, a barreira de estabilidade é avaliada, para cada valor de ω na faixa de interesse, considerando todas as combinações possíveis dos polos parasitas, avaliando os valores singulares máximos das matrizes de erro para cada combinação, e selecionando o maior valor singular máximo dentre todos os obtidos. Esse cálculo foi realizado para o Sistema Nominal da Fig.5, considerando que os polos parasitas dos VCOs se situam na faixa de 10 a 100 Hz. O valor mínimo de 10 Hz foi usado por ser o menor encontrado na literatura [5], enquanto o valor máximo de 100 Hz foi tomado por se verificar que, para os PLLs representativos assumidos neste trabalho, polos parasitas acima desse valor têm pouca influência sobre a barreira de estabilidade.

Com as condições assumidas, a barreira de estabilidade e os valores singulares máximos de $P(j\omega)$ em malha fechada são indicados na Fig.6. Pode-se observar que a relação (1) não é satisfeita, sendo necessário incluir, em cascata com o Sistema Nominal, uma estrutura compensadora tal que sua combinação com Sistema Nominal satisfaça a relação (1). Esse compensador é determinado pelo chamado “procedimento LQG/LTR”, e é caracterizado pela matriz de funções de transferência $K(s)$, que é colocada em cascata com $P(s)$. A barreira de estabilidade e os valores singulares máximo e mínimo da combinação compensador+Sistema Nominal, em malha fechada, são mostrados na Fig.7. Pode-se

observar que a nova combinação atende à relação (1), garantindo a estabilidade mesmo em face dos desvios possíveis nos VCOs dos equipamentos associados à MPF.

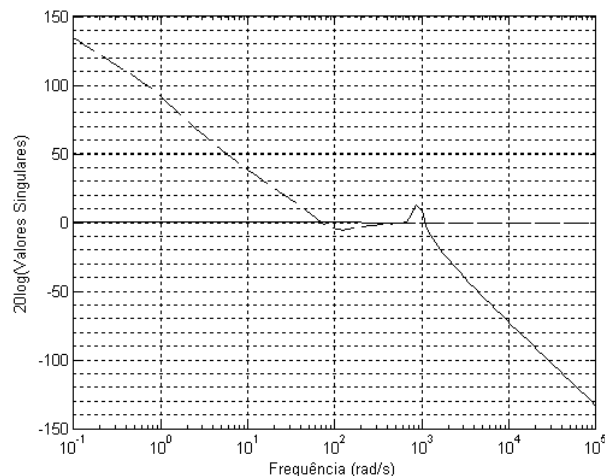


Fig.6. Valores singulares máximos (linha contínua) da matriz de transferência do Sistema Nominal da Fig.5 em malha fechada, e barreira de estabilidade (linha tracejada).

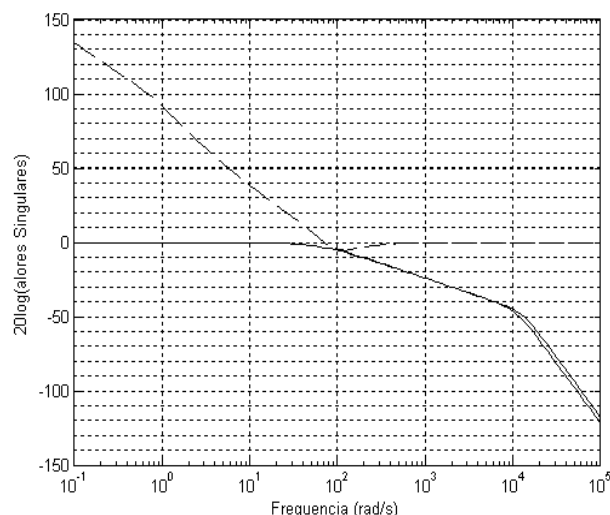


Fig.7. Valores singulares (linhas contínuas) da matriz de funções de transferência em malha fechada da combinação compensador + Sistema Nominal, e barreira de estabilidade (linha tracejada).

V. DESEMPENHO DA MPF COM COMPENSADOR

A matriz completa de funções de transferência da MPF, incluindo o compensador, é dada por

$$G_{MPF}(s) = \frac{\theta_r(s)}{\theta_e(s)} = [I + P(s)K(s)]^{-1} P(s)K(s)S$$

Após o estudo da estabilidade da MPF ter sido realizado no domínio da frequência, tendo-se determinado o compensador que garante a estabilidade, é necessário estudar o comportamento dessa estrutura no domínio do tempo, com o compensador incluso. As Figs. 8 e 9 mostram a resposta da combinação compensador +MPF a degraus de fase unitários aplicados respectivamente nas entradas 1 e 2. A Fig.10 mostra as respostas temporais a rampas de fase com amplitude 2×10^{-3} aplicadas simultaneamente às duas entradas

da MPF.

Para avaliação das respostas temporais, assumiu-se que a entrada 1 possui menores amplitudes de degradação, e por isso recebeu o maior peso. Esse comportamento pode ser visto nas Figs.8 e 9, onde se pode ver a maior influência da fase da entrada 1 sobre as fases das duas saídas. Já a Fig.10 mostra o acompanhamento de sinais de mesma frequência aplicados às entradas da MPF. O valor reduzido de 2×10^{-3} corresponde a um desvio de 2000 partes por milhão em relação à frequência nominal de 2048 kHz, muito superior às tolerâncias de frequência permitidas em sistemas de transmissão digitais.

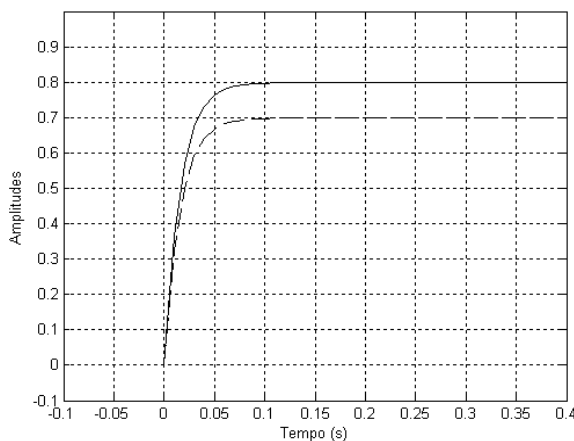


Fig. 8. Respostas temporais na saída 1 (linha contínua) e na saída 2 (linha tracejada) a degrau unitário de fase na entrada 1 da MPF.

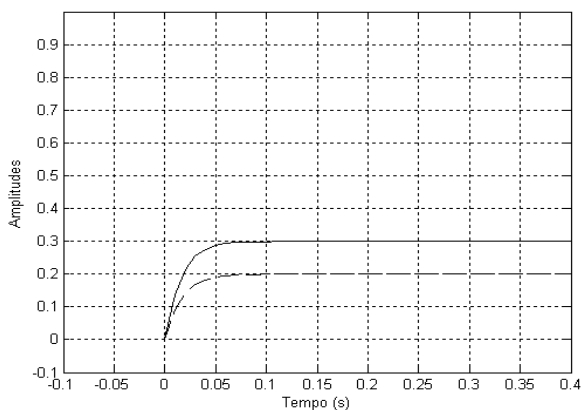


Fig. 9. Respostas temporais na saída 1 (linha tracejada) e na saída 2 (linha contínua) a degrau unitário de fase na entrada 2 da MPF.

VI. CONCLUSÕES

Foi proposta uma estrutura, denominada MPF, para realizar combinações de fase para permitir a geração de vários sinais de relógio a partir de múltiplos sinais de referência de entrada. O uso das técnicas de controle robusto revelou a possível instabilidade da estrutura proposta, e permitiu a determinação de uma estrutura auxiliar que evita o problema de estabilidade. Foi então possível verificar o desempenho da MPF a alguns sinais de fase de entrada, verificando-se que,

através da escolha dos coeficientes da matriz S, é realmente possível controlar o efeito das fases de entrada sobre as fases de saída, permitindo que uma entrada seja, por assim dizer, a entrada de fase principal.

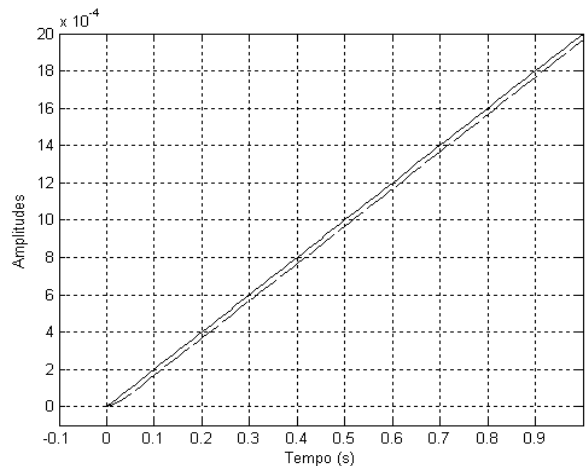


Fig. 10. Respostas na saída 1 (linha contínua) e na saída 2 (linha tracejada) a rampas de fase de amplitude 2×10^{-3} aplicadas às duas entradas da MPF.

Esses resultados confirmam a possibilidade do uso da MPF na distribuição de sinais de relógio nas redes de telecomunicações, conseguindo-se as seguintes vantagens através de seu uso:

- i. maior confiabilidade, já que o dispositivo possui múltiplas entradas, e enquanto ao menos uma delas estiver presente, a geração dos sinais de saída se mantém inalterada;
- ii. maior uniformização dos sinais de relógio da rede, uma vez que as características de todos os sinais das entradas influem, de maneira controlada pela atribuição de pesos, nas características de todos os sinais gerados.

Conforme já mencionado anteriormente, essas vantagens são obtidas mediante a introdução do *hardware* da MPF, que não envolve grande número de componentes e nem componentes especiais, e a introdução de cabos coaxiais interligando a MPF com os diversos equipamentos que com ela interagem.

VII. REFERÊNCIAS

- [1] ITU-T, *Rec.G.703 - Physical/Electrical Characteristics of Hierarchical Digital Interfaces*, clause 13, ITU, 1999.
- [2] R.E.Best, *Phase Locked Loops - Theory and Implementation*, McGraw-Hill, 1999.
- [3] W.F.Egan, *Phase-Lock Basics*. Wiley, 1998.
- [4] ITU-T, *Rec.G.742 - Second Order Digital Multiplex Equipment Operating at 8448 kbit/s and Using Positive Justification*, sub-clause 6.1, ITU, 1993.
- [5] R.S.Saunders, "PLACE 2.0 - An Interactive Program for PLL Analysis and Design", *AT&T Technical Journal*, vol. 64, nº5, May-June 1985.
- [6] H. Meyr and G. Ascheid, *Synchronization in Digital Communications, vol.1 - Phase-, Frequency-Locked Loops and Amplitude Control*, Wiley, 1990.
- [7] S.Bregni, *Synchronization of Digital Telecommunications Networks*, Wiley, 2002.
- [8] J.J. da Cruz, *Controle Robusto Multivariável*, EDUSP, 1996.
- [9] J.C.Doyle and G.Stein, "Multivariable Feedback Design: Concepts for a Classical/Modern Synthesis", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-26, February 1981.