Introdução à Sincronização de Osciladores

J. Nuno Matos*, Jorge Perez**, J. Carlos Neves*
*DET - UA
**ETSIT - U.P. de Madrid

***Resumo*- Neste artigo descreve-se, de forma compacta, parte do trabalho realizado pelo primeiro autor e apresentado na sua Dissertação de Doutoramento [1] no que diz respeito à modelização de sistemas vocacionados para a sincronização de osciladores.**

Começa-se pela descrição e modelização dos elementos básicos de uma malha de sincronismo de fase com injecção (PLLI): a malha de sincronismo de fase (PLL) e o oscilador sincronizado por injecção (ILO). Em seguida, com base nestes dois modelos, obtém-se o modelo para a PLLI.

A comparação, experimental e por simulação, entre estes três sistemas será apresentada num próximo artigo.

***Abstract*- This paper describes, in a concise form, part of the Ph. D. work [1] that concerns with modelation of synchronizing systems.**

To get a better understanding of the Phase Locked Loop with Injection (PLLI) we begin with the description and modelation of a Phase Locked Loop (PLL) and of a Injection Locked Oscillator (ILO). Following this we develop the PLLI model.

In a next paper we'll present a simulated and practical comparasion among these systems.

I. INTRODUÇÃO

Em todos os sistemas de telecomunicações existe sempre um par emissor-receptor que permite a transmissão unidireccional de informação ou dois pares, emissor-receptor, se se pretender transmissão bidireccional.

A transmissão de informação feita por um sinal modulado obriga, na grande maioria dos casos, à sincronização do circuito receptor com o sinal recebido. Assim, é necessário obter-se no receptor um sinal com as características da portadora, no caso de uma modulação analógica, ou com as características do sinal temporizador ou relógio, no caso de um sinal digital.

Este facto levou à concepção e implementação de vários tipos de circuitos sincronizadores, quer em malha aberta [2] quer em malha fechada [3]. Nos sistemas realimentados tem especial destaque a malha de sincronismo de fase, vulgarmente conhecida pelas iniciais da expressão anglo-saxónica *Phase Locked Loop*: 'PLL'. Esta malha já foi amplamente estudada por vários cientistas, como Viterbi [4], Lindsey [5] ou Gardner [6], sendo modelada por uma equação diferencial não linear.

Outro circuito vocacionado para ser utilizado no sincronismo de sinais é o oscilador sincronizado por injecção, 'ILO' de *Injection Locked Oscillator*, tendo sido apresentado pela primeira vez nos anos quarenta por Adler [7]. Vinte anos mais tarde, Kurokawa [8] analisou este circuito, baseado no conceito de resistência negativa, descrevendo-o de forma detalhada. Mais recentemente, Uzunoglu [9,10] apresentou um tipo de ILO que denominou de *synchronous oscillator*, atribuindo-lhe excelentes características. Estas propriedades, obtidas por generalização de resultados experimentais, não estão sustentadas por uma análise teórica conveniente, tendo algumas delas sido contestadas por Gardner [11].

O dispositivo que em simultâneo opera como PLL e como ILO ('PLLI': Phase Locked Loop with Injection) foi descrito por Runge [12] em 1976. Uzunoglu [13] propôs uma versão mais simples deste sistema: aproveitando o facto de a capacidade base-emissor do transístor usado no oscilador ser variável com a tensão aplicada, construiu uma PLLI que denominou de oscilador sincronizado por injecção com coerência de fase.

A PLL é um sistema muito divulgado cuja teoria está suficientemente desenvolvida de modo a poder ser utilizada nas mais variadas situações sendo reconhecida a sua dificuldade na aquisição de sincronismo, principalmente se a resposta em sincronismo se pretender de banda estreita. O ILO, pelo contrário, adquire rapidamente sincronismo mas a sua largura de banda de ruído é idêntica à largura de banda de aquisição. A PLLI é um sistema onde o controlo da malha é partilhado pelo engate de fase, tradicional da PLL, e pela injecção de sinal no VCO, usado no ILO. Qualitativamente é de supor que a simbiose entre estes dois sistemas dê origem a um outro que mantenha as características principais dos seus constituintes mas também, devido aos dois caminhos de controlo, é de admitir a existência de novas propriedades.

II. MALHA DE SINCRONISMO DE FASE

Este sistema realimentado opera no sentido de reduzir a diferença entre a fase do sinal de entrada e a fase do sinal de referência, gerado pelo oscilador controlado por tensão. O sinal proveniente do comparador de fase, depois de passar pelo filtro de malha, actua sobre o oscilador para que este produza um sinal cuja fase seja uma réplica mais ou menos aproximada, da fase do sinal de entrada,

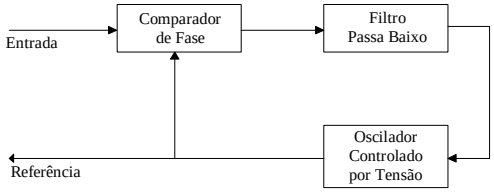

Fig. 1 - Diagrama de blocos com os elementos fundamentais de uma PLL.

reduzindo o mais possível o sinal à saída do detector de fase.

Dependendo das características do filtro de malha, esta nova versão do sinal pode acompanhar, com maior ou menor rapidez, as variações de fase ou de frequência do sinal de entrada. Deste modo é possível obter o efeito correspondente a um filtro passa banda: as aplicações em recuperadores de portadora ou de relógio são exemplos de malhas de banda estreita, ao passo que o seu uso em sintetizadores corresponde a malhas de banda larga.

A. Modelo da PLL

Admitindo que a amplitude do sinal de entrada é constante, A(t)=A, pode criar-se a constante $K_{PLL}=K_{VCO}*A*K_1*K_m$, sendo K_{VCO} a razão entre o desvio de frequência angular à saída do VCO e a tensão que o provoca, K_1 a amplitude do sinal à saída do VCO e K_m uma constante do comparador de fase.

Partindo da equação modeladora do VCO e com auxílio das equações correspondentes ao multiplicador e ao filtro obtém-se, depois de alguma manipulação matemática, a equação diferencial não linear seguinte (1) que descreve a evolução do erro de fase como função do sinal de entrada e dos componentes da malha [1].

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d\theta_s(t)}{dt} - K_{PLL}\int_0^t \text{sen}\varphi(u) f(t-u)du \qquad (1)$$

$\varphi(t)$ é o erro de fase, $\theta_s(t)$ é a diferença entre a fase do sinal de entrada e a fase do VCO em regime livre ($\omega_{v0}t$), e f(t) é a transformada inversa de Laplace da função de transferência do filtro de malha, F(s).

Esta equação, representativa da PLL, corresponde ao modelo em diagrama esquemático representado na figura 2.

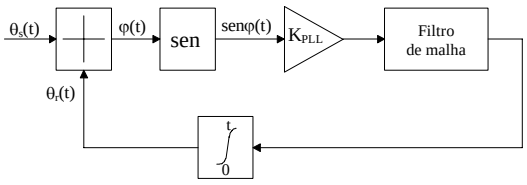

Fig. 2 - Modelo em banda base da malha de engate de fase sob a forma de diagrama de blocos.

II. OSCILADOR SINCRONIZADO POR INJECÇÃO: ILO

Um outro modo de obtenção de sincronismo entre sinais é feito com recurso a osciladores sincronizados por injecção. Genericamente pode afirmar-se que as características do sinal presente à saída dum oscilador são alteradas quando se perturbam as suas condições de funcionamento. O ILO é um oscilador cuja frequência é controlada por acção directa de um sinal exterior.

Vários investigadores basearam-se em osciladores sincronizados por injecção para conseguirem diversas funções, como por exemplo: estabilização da frequência de um oscilador [8,14,15,16,17,18,19], sistemas de sincronismo de portadora/relógio [7,9], amplificadores-limitadores [7,17,19,20], divisores ou multiplicadores de frequência [21,22], receptores de FM/PM [9,14,17,19,20], associação em paralelo de vários geradores sincronizados pela mesma fonte [23], auxiliar de teste de osciladores [24] e ainda amplificadores sincronizados por injecção [25]. Neste último caso, trata-se de osciladores sincronizados por injecção, utilizados como amplificadores de potência.

A. O mecanismo da sincronização por injecção

Uma explicação simples e clara sobre o processo de sincronização de um oscilador por injecção é conseguida recorrendo a um oscilador de relaxação. Neste tipo de oscilador uma capacidade carrega, mais ou menos lentamente, até um determinado nível superior de comutação de estado, seguindo-se a sua descarga, mais ou menos rápida, até ao nível inferior de comutação, reiniciando o ciclo de oscilação.

Na figura 3 observa-se a evolução temporal dum sinal de tensão gerado por um oscilador deste tipo em conjunto com um sinal sinusoidal, de frequência ligeiramente inferior à frequência fundamental da oscilação gerada. O ramo ascendente, desta oscilação, é definido por $y_{asc}=1.1-1.1e^{-(t-tasc)}$ enquanto que o ramo descendente por $y_{desc}=-0.1+1.1e^{-100(t-tdesc)}$, onde tasc e tdesc correspondem, respectivamente, aos instantes iniciais do ramo ascendente e do ramo descendente; a onda sinusoidal é definida por inj(t)=0.1sen(2πt/3).

Admitindo ser possível adicionar, no circuito oscilador, o

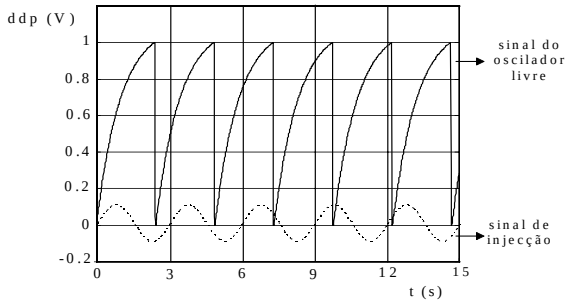

Fig. 3 - Sinal gerado por um oscilador de relaxação e sinal sinusoidal.

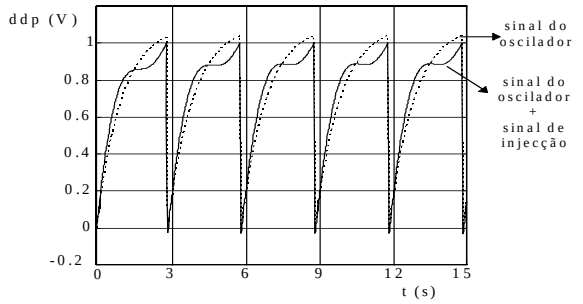

Fig. 4 - Forma de onda à saída de um oscilador de relaxação sujeito a injecção e a parte deste sinal devida somente ao oscilador.

sinal sinusoidal à oscilação original, a oscilação resultante passa a ser definida por
$y_{asc}=1.1-1.1e^{-(t-tasc)}+0.1sen(2\pi t/3)$ e por
$y_{desc}=-0.1+1.1e^{-100(t-tdesc)}+0.1sen(2\pi t/3)$, passando os instantes de tempo de comutação a ser controlados por este sinal adicional e a frequência fundamental a ser a mesma do sinal externo, denominado sinal de injecção.

A figura 4 é elucidativa desta descrição: devido à contribuição do sinal sinusoidal, o sinal correspondente ao oscilador de relaxação mantém-se durante mais tempo no mesmo estado, levando a que a sua frequência fundamental seja igual à frequência do sinal de injecção.

O mesmo desenvolvimento poderia aplicar-se também para sinais de injecção não sinusoidais. Também se consegue com relativa facilidade extrapolar o que se passaria se a frequência do sinal de injecção fosse aproximadamente múltipla ou submúltipla da frequência do sinal original, dando origem, respectivamente, a um divisor ou a um multiplicador de frequência.

Uma sincronização de explicação qualitativa menos óbvia, mas de efeitos práticos semelhantes, é obtida nos osciladores de alta frequência que fazem uso de elementos ressoadores. Como se mostrará, as características dinâmicas de um ILO com baixo nível de injecção, são muito semelhantes às de uma PLL de 1ª ordem.

B. Modelo do ILO

Analisa-se agora a alteração de comportamento da fase de um oscilador devido à perturbação causada pela injecção de um sinal externo.

Um modelo muito elementar de um oscilador do tipo realimentado é constituído por três blocos fundamentais: um amplificador não-linear, $G_m(A,\omega)$, um elemento que efectua a realimentação do sistema, por norma linear, $H(\omega)$, e ainda uma admitância, $Y(\omega)$. Estes elementos actuam em conjunto para que em regime estacionário se verifique a condição de Barkhaunsen, ou seja $G_m(A,\omega)H(\omega)=1$.

Como regra geral, o ganho do amplificador não linear é função da amplitude do sinal de entrada, permitindo estabilizar a amplitude do sinal presente à sua saída; a carga dissipa parte da energia de RF gerada e, em conjunto com os outros elementos, selecciona a frequência de operação, uma vez que é selectiva em frequência; por último, o elemento de realimentação transfere uma parte do sinal de saída para a entrada do amplificador, podendo também ser utilizado na selecção da frequência.

Na figura 5 está representado um oscilador sujeito à injecção dum sinal externo, sob a forma de uma fonte de corrente, no porto de saída.

O sinal de injecção, sob a forma de corrente $i_{inj}(t)$, tem uma amplitude I_{inj} e uma frequência angular ω_{inj}. A admitância como elemento dissipativo e de sintonia é descrita por

$$Y = G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \qquad (2)$$

Para não aumentar a complexidade do modelo desnecessariamente, considerou-se $G_m(A,\omega)$ e $H(\omega)$ como independentes da frequência, recaindo exclusivamente na admitância de carga o efeito de sintonia.

Pretende-se obter a perturbação da fase do oscilador a partir das relações de amplitude e de fase instantâneas entre o sinal de injecção e o sinal do próprio oscilador, pelo que é necessário impor algumas restrições ao sinal de injecção [7]. A frequência do sinal externo deverá estar perto do centro da banda passante do circuito sintonizado; definindo a frequência de batimento não perturbada por $\Delta\omega_0=\omega_0-\omega_{inj}$, então $\Delta\omega_0<<(\omega_0/2Q)$, sendo ω_0 a frequência de oscilação livre e Q o factor de qualidade do circuito sintonizado. Outra restrição é referente à amplitude da corrente de injecção que deverá ser muito menor que a corrente debitada pelo oscilador em regime livre $|\underline{I}_{inj}|<<|\underline{I}_s|$.

Nestas condições pode obter-se a seguinte equação que rege o desvio de frequência do sinal gerado no oscilador relativamente à frequência de injecção, $d\alpha/dt$ [1]

$$\frac{d\alpha}{dt} = -K_{inj}sen\alpha + \Delta\omega_0 \qquad (3)$$

sendo $K_{inj}=(\omega_0|\underline{I}_{inj}|)/(2Q|\underline{I}_s|)$

Esta equação é semelhante à equação de uma PLL de ordem 1, pelo que será de esperar um comportamento

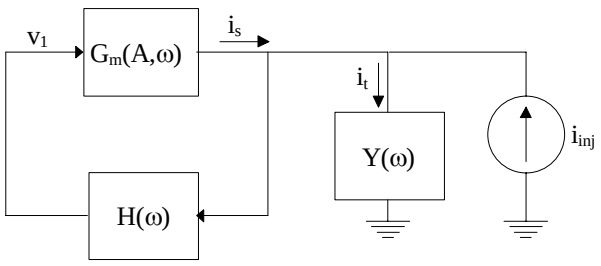

Fig. 5 - Modelo de oscilador com injecção

semelhante, quer em aquisição, quer em sincronismo.

A solução para esta equação diferencial é [26]

$$\alpha = 2 * \operatorname{arctg}\left\{\frac{1}{K} + \frac{\sqrt{K^2-1}}{K}\operatorname{tg}\left[\frac{K_{inj}\sqrt{K^2-1}}{2}(t-t_0)\right]\right\} \quad (4)$$

onde $K=\Delta\omega_0/K_{inj}$

Embora esta equação possua um certo grau de complexidade é possível, com uma análise atenta, obter qualitativamente algumas das características do processo de sincronização de um ILO. Essa análise é apresentada de seguida:

a)$K^2>1\Leftrightarrow|\Delta\omega_0|>K_{inj}$

Se a frequência do sinal de injecção estiver desviada da frequência de oscilação livre do ILO mais do que K_{inj}, então o ângulo $\beta = \frac{K_{inj}\sqrt{K^2-1}}{2}(t-t_0)$ é real e cresce uniformemente com o tempo. O ângulo $\alpha/2$, embora cresça com o tempo, já não é de modo uniforme.

O crescimento médio dos ângulos β e $\alpha/2$ é idêntico, uma vez que, quando $\beta=(\pi/2)+z\pi$ originando $\operatorname{tg}(\beta)=\pm\infty$, é forçoso que $\alpha/2=(\pi/2)+y\pi$, sendo z e y números inteiros. Deste modo, a diferença média entre a frequência de injecção e a frequência do ILO é dada por $\Delta\omega_{med} = \sqrt{\Delta\omega_0{}^2 - K_{inj}{}^2}$ onde $\Delta\omega_0$ corresponderia à diferença de frequência, caso o oscilador não alterasse a sua frequência livre sob efeito de injecção.

No gráfico da figura 6 observa-se como, mesmo fora da zona de sincronismo, a frequência do ILO é alterada no sentido de reduzir a diferença de frequência para com o sinal externo.

b) $K^2=1\Leftrightarrow|\Delta\omega_0|=K_{inj}$

Nesta situação $\alpha=\pm\pi/2$ e $d\alpha/dt=0$, o que representa a condição limite de sincronismo. A mesma conclusão tira-se directamente da equação diferencial modelo, onde os limites de sincronização são dados para $\operatorname{sen}\alpha=\pm1$ obtendo-se $\Delta\omega_0=\pm K_{inj}$.

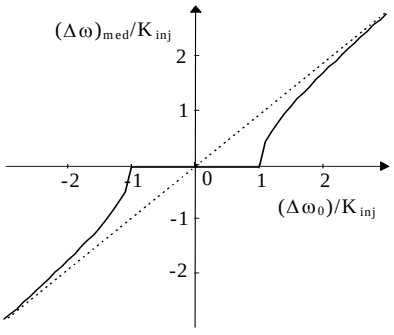

Fig. 6 - Alteração da frequência do oscilador em função do desvio de frequência do sinal de injecção

c) $K^2<1\Leftrightarrow|\Delta\omega_0|<K_{inj}$

Por fim, o ILO sofre influência de um sinal externo dentro da gama de sincronismo. Na solução da equação diferencial o termo $\sqrt{K^2-1}$ torna-se imaginário e a solução da equação (3) transforma-se em

$$\operatorname{tg}\left(\frac{\alpha}{2}\right) = \frac{1}{K} - \frac{\sqrt{1-K^2}}{K}\operatorname{tgh}\left[\frac{K_{inj}\sqrt{1-K^2}}{2}(t-t_0)\right] \quad (5)$$

Com o aumento do argumento a função tgh(x) tende para a unidade e deste modo o ângulo estabiliza em

$$\alpha(t\to\infty) = 2\operatorname{arctg}\left[\frac{K_{inj}}{\Delta\omega_0}\left(1-\sqrt{1-\left(\frac{K_{inj}}{\Delta\omega_0}\right)^2}\right)\right] \quad (6)$$

sendo este o desfasamento entre o sinal de injecção e o sinal do oscilador, depois de atingido o sincronismo.

IV. MALHA DE SINCRONISMO DE FASE COM INJECÇÃO: PLLI

Como é sobejamente conhecido, existem numerosos sistemas de telecomunicações que recorrem a sistemas de controlo síncronos para efectuarem diversas operações. Sabe-se também que as PLLs de elevado factor de qualidade, têm uma gama de aquisição num ciclo (lock-in) muito reduzida e fora desta gama, mas onde a aquisição livre é possível (pull-in), o tempo de aquisição pode ser extremamente elevado e dependente de condições dificilmente controláveis. Este facto motivou o estudo e utilização de circuitos auxiliares ao processo de aquisição que implicam um aumento considerável da complexidade do sistema PLL.

A injecção de sinal no VCO de uma PLL, ver figura 6 apareceu em primeiro lugar como uma tentativa de melhorar as características de aquisição de uma PLL com reduzido aumento da sua complexidade.

Esta injecção de sinal pode fazer-se directamente no porto de saída através de um circulador, ou num outro ponto do circuito oscilante, desde que se garanta uma adequada adaptação, mantendo o VCO as suas características inalteradas no caso do sinal de injecção se anular.

Relativamente a este sistema, um artigo de Runge [12] descreve melhorias significativas na aquisição de sinal por uma PLL, de ordem 2, quando no VCO é injectado uma amostra do sinal de entrada. O autor concluiu que na resposta em pequeno sinal só o coeficiente de amortecimento era influenciado pela injecção, mantendo-se a frequência natural da malha inalterada. Experimentalmente obteve uma margem de aquisição duas ordens de grandeza superior à da PLL sem injecção.

No mesmo artigo a PLLI também é referida como permitindo uma redução significativa de ruído do sinal de saída quando as componentes de ruído, em fase e quadratura, do sinal de entrada estão correlacionadas.

Esta técnica também foi utilizada por Berenguer [27,28] para melhorar as características de aquisição de uma PLL.

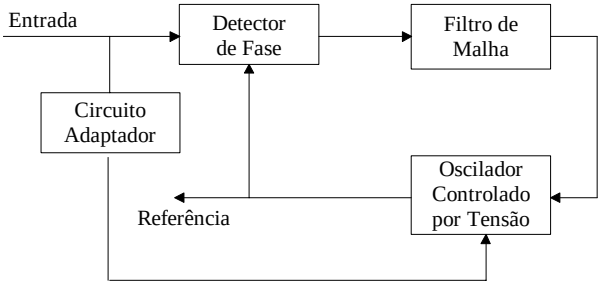

Fig. 7 - Diagrama esquemático da PLLI com os blocos fundamentais.

As aplicações conhecidas onde foi utilizada a injecção de sinal no VCO, de malhas de engate de fase, concentram-se em recuperadores de relógio [12,29] e em combinadores de potência [30]. Um sistema deste tipo aparece denominado de oscilador sincronizado por injecção com coerência de fase [13,31,32], onde os autores defendem inúmeras vantagens associadas ao dispositivo mas não demonstraram de forma objectiva a validade das suas afirmações tendo, inclusive, o primeiro destes artigos originado alguma polémica [11].

Pensando na PLL como sendo uma PLLI em que o sinal de injecção se anulou, qualquer aplicação conseguida por uma PLL também se obtém à custa de um sistema PLLI. Parece pois, que as vantagens apresentadas deveriam conduzir a uma generalização do uso das PLLIs, quando na realidade a sua utilização é muito reduzida.

Os trabalhos publicados que tivemos oportunidade de analisar [9,12,13,30,31,32] não apresentam um modelo funcional duma PLL com injecção que esteja de acordo com parte das observações experimentais, não sendo também possível obter experimentalmente todas as vantagens descritas.

Deste modo, desenvolveu-se um novo modelo para avaliar analiticamente, ou por simulação, o desempenho da PLLI. O modelo equivalente da PLLI tem por base o modelo não linear da PLL universalmente aceite [4,33] e um modelo para o ILO equivalente ao proposto por Adler [7] com pequenas alterações.

Este sistema pode ser analisado de dois modos distintos: como uma PLL tradicional, em que a injecção do VCO permite alterar as suas características, nomeadamente em termos de aquisição de sincronismo ou, como um ILO, em que a malha de realimentação altera as suas características em regime estacionário, nomeadamente a sua gama de sincronismo.

Esta malha poderá em princípio substituir com vantagem a PLL em algumas aplicações, nomeadamente em filtros de seguimento e em circuitos recuperadores de portadora e de relógio.

A. Modelo de uma PLLI

Pretende-se agora obter um modelo matemático para este sistema onde o sincronismo do VCO é feito simultaneamente pela injecção e pela malha de controlo de fase e que se encontra representado em diagrama de blocos na figura 8.

Partindo da expressão representativa do ILO, equação (3), e sabendo que frequência de batimento não perturbada do VCO com injecção, é dada por

$$\Delta\omega_0 = \omega_{v0} + K_{VCO} V_z(t) - \omega_{inj} \qquad (7)$$

obtém-se, após alguma manipulação matemática

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - K_{inj}\,\mathrm{sen}(\varphi + g) - K_{PLL}\int_0^t f(t-u)\,\mathrm{sen}\varphi(u)\,du \qquad (8)$$

Esta equação representa uma malha de engate de fase com injecção notando-se que, relativamente à equação representativa da PLL (1), aparece mais uma parcela devida à injecção: $K_{inj}\mathrm{sen}(\varphi+g)$.

A representação gráfica deste modelo é feita na figura 9, sendo de realçar a existência de dois blocos equivalentes a comparadores de fase. Este facto é de importância primordial nas possíveis aplicações deste sistema.

O modelo obtido para a PLLI indica que o sinal actuante sobre o bloco integrador, correspondente ao VCO, é a soma do sinal proveniente do filtro de malha com um sinal relativo à injecção. A relação K_{inj}/K_{PLL} controla o peso relativo da injecção nas características da PLLI. Caso $K_{inj}=0$ está-se em presença de uma PLL convencional, ao passo que se $K_{PLL}=0$ a malha será equivalente a um oscilador sincronizado por injecção. Estando os dois ramos activos a resposta global é função do filtro de malha e das constantes K_{inj}, g e K_{PLL}. Relembra-se que tanto K_{PLL} como K_{inj} são dependentes da amplitude do sinal de entrada, implicando que uma alteração na amplitude deste sinal provoque alteração no desempenho da malha.

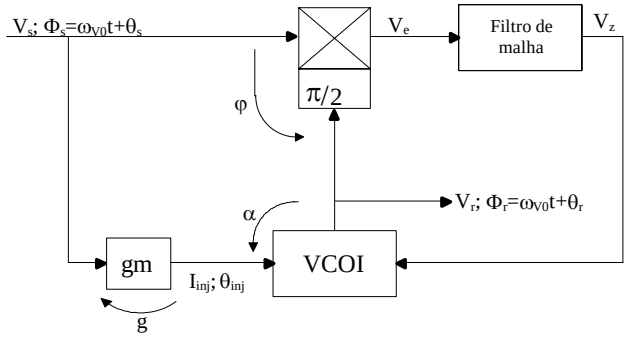

Fig. 8 - Representação da PLLI em diagrama de blocos com indicação dos sinais e fases mais relevantes.

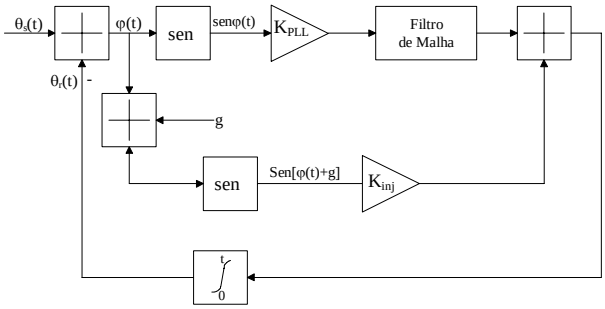

Fig. 9 - Modelo de PLLI em diagrama de blocos.

A influência da injecção no desempenho da PLLI é função da potência de injecção e do desfasamento entre o sinal de injecção e o sinal à entrada do comparador de fase principal. O desfasamento g é de importância primordial nas características da PLLI podendo, num caso extremo, os efeitos dos dois caminhos, devidos à PLL e à injecção, cancelarem-se e a malha perder controlo sobre o oscilador.

Uma análise rápida sobre este modelo permite chamar a atenção para duas situações de relevo:

a) Para g=0 rad, as alterações ao funcionamento da PLL são mínimas, porque os dois detectores de fase do modelo operam em condições idênticas e iguais às de uma PLL tradicional. Nestas circunstâncias a injecção irá alterar exclusivamente a função de transferência do filtro de malha equivalente.

c) Para g=π/2 rad, os dois detectores estão a operar em quadratura permitindo, em princípio, alterar as características de aquisição da malha mantendo a função transferência em malha fechada igual à da PLL.

V. CONCLUSÕES

Foram apresentados modelos matemáticos sob a forma de equações diferenciais no domínio do tempo de três sistemas de sincronismo: a PLL, o ILO e a PLLI.

Um oscilador quando sujeito à injecção de um sinal pequeno é modelado por equação semelhante à que modela uma PLL de ordem 1.

Quando a injecção é feita no VCO de uma PLL o modelo obtido leva-nos a afirmar que é possível alterar as características da malha da PLL, nomeadamente o processo de aquisição e a função de transferência em sincronismo, actuando na amplitude ou na fase do sinal de injecção. Para uma injecção em quadratura é possível alterar as características de aquisição da malha mantendo a função de transferência em sincronismo idêntica à da PLL sem injecção.

Num próximo artigo será apresentada uma comparação experimental e por simulação dos três sistemas referidos neste artigo.

REFERÊNCIAS

[1] J. N. Matos, ”Contribuição ao Estudo e Projecto de Sincronizadores de Sinais em RF e MW”, Tese de Doutoramento, Universidade de Aveiro, 1995.

[2] P. Bylanski, D. Ingram, “Digital Transmission Systems”, Peter Peregrinus LTD, 1976.

[3] W. C. Lindsey and M. K. Simon (Editors), “Phase-Locked Loops and their Aplications”, IEEE Press, New York, 1978.

[4] A. J. Viterbi, “Principles of Coherent Communication”, McGraw-Hill, New York, 1966.

[5] W. C. Lindsey, “Synchronization Systems in Communication and Control”, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New York, 1973.

[6] F. M. Gardner, “Phaselock Techniques”, John Wiley & Sons, New York, 1979.

[7] R Adler, “A Study of Locking Phenomena in Oscillators”, Proc. of the IRE and Waves and Electrons, vol. 34, pp. 351-357, June 1946.

[8] K. Kurokawa, “Noise in Synchronised Oscillators”, IEEE Trans. on Microwave Theory Techn., vol. MTT-16, no. 4, pp. 234-240, Apr. 1968.

[9] V. Uzunoglu, M. White, “The Synchronous Oscillator: A Synchronization and Tracking Network”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-2D, no. 6, pp. 1214-1226, Dec. 1985.

[10] V. Uzunoglu, M. White, “Some Important Properties of Synchronous Oscillator”, Proc. of the IEEE, vol. 74, no. 3, pp. 516-518, Mar. 1986.

[11] F. M. Gardner, “Comments on Synchronised Oscillators”, Proc. of the IEEE, vol. 75, no. 8, Aug. 1987.

[12]P. K. Runge, “Phase-Locked Loops with Signal Injection for Increased Pull-in Range and Reduced Output Jitter”, IEEE Trans. on Communication, vol. COM-24, pp. 636-644, June 1976.

[13] V. Uzunoglu, M. White, “Synchronous and Coherent Phase-Locked Synchronous Oscillators: New Techniques in Synchronization and Tracking”, IEEE Trans. on Circuit and System, vol. 36, no. 7, July 1989.

[14] K. Kurokawa, “Injection Locking of Microwave Solid-State Oscillators”, Proc. of the IEEE, vol. 61, no. 10, pp. 1386-1410, Oct. 1973.

[15] W. R. Day, “Stabilisation of Microwave Oscillators by Injection Phase Locking”, The Microwave Journal, pp. 35-39, March 1967.

[16] M. E. Hines, “FM Noise Suppression in an Injection Phase-Locked Oscillator”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. , vol. MTT-16, no. 9, Set 1968.

[17] R. D. Huntoon and A. Weiss, “Synchronisation of Oscillators”, Proc. of the IRE, pp. 1415-1423, Nov. 1947.

[18] G. H. B. Hansson, K. I. Lundstrom, “Stability Criteria for Phase-locked Oscillators”, , IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. , vol. MTT-20, no. 10, pp. 641-645, Oct. 1972.

[19] E. F. Calandra, A. M. Sommariva, “Approach to the Analysis of Non-Linear Feedback Oscillators Under Large-Signal Injection”, IEE Proceedings, vol. 133, no. 5, pp. 233-241, Oct. 1986.

[20] K. Kurokawa, “Stability of Injection-Locked Oscillators”, Proc. of the IEEE (Letters), pp. 907-908, July 1972.

[21] B. P. Dorta, “Divisores de Frequencia de Microondas por Inyeccion Armonica”, Tesis Doctoral, U.P. Madrid, 1990.

[22] D. Cattadiani, G. Immovih, “On The Performance of the Injection-Locked Oscillator Frequency Divider”, Alta Frequenza, vol. XLVI, no. 11, pp. 524, 1977.

[23] Y. Tajima, K. Mishima, “Transmission-Type Injection Locking of GaAs Schottky-Barrier FET Oscillators”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. MTT-27, pp. 386-391, May 1979.

[24] J. Martinson and Thorsten Nygren, “Injection Locking Test for Oscillator Design”, The Microwave Journal, Aug. 1973.

[25] W. R. Day, G. E. Lidgren, “Microwave Solid-State Injection Locked Amplifiers”, Microwave Journal, pp. 59-61, May 1976.

[26] I. Bronstein, K. Semendiaev, “Manual de Matemática para Engenheiros e Estudantes”, Editora MIR Moscou, 2ª edição, 1984.

[27] J. Berenguer, E. Artal, I. Corbella, J. Bara, A. Comeron, “PLL de Microondas con Tiempo de Aquisicion Reducido”, 2º Simpósio de Electrónica das Telecomunicações, pp. 76-78, Lisboa, Maio 1986.

[28] J. Berenguer, J. Bara, E. Artal, I. Corbella, A. Comeron, “Improvement of the Pull-in Range and Acquisition Time of a Microwave PLL by Injection Locking the VCO”, 41st Frequency Control Symposium, Philadelphia, pp. 524-526, May 1987.

[29] J. Y. Lin, X. D. Zhang, A. S. Daryoush, “Injection Locked Phase-Lock Loop Clock Recovery Circuit at 1.25 GB/s.”, 23rd European Microwave Conference, Madrid 1993, (não saiu no livro das comunicações).

[30] J. B. Sau, “Sintesis de Frequencias en microondas mediante sistemas PLL: Aplicacion a la Recepcion coherente de senales emitidas por Satelite Hasta 30 GHz”, Tesis Doctoral, U. P. Catalunya, 1988.

[31] V. Uzunoglu, “Coherent Phase-Locked Synchronous Oscillator”, Electronic Letters, vol. 22, no. 20, pp. 1060-1061, Sep. 1986.

[32] M. Tam, M. H. White, Z. Ma, “Theoretical Analysis of a Coherent Phase Synchronous Oscillator”, IEEE Trans. on Circuits and Systems-1, vol. 39, no. 1, pp. 11-18, Jan. 1992.

[33] A. Blanchard, “Phase-Locked Loops: Application to Coherent Receiver”, John Wiley & Sons, 1976.