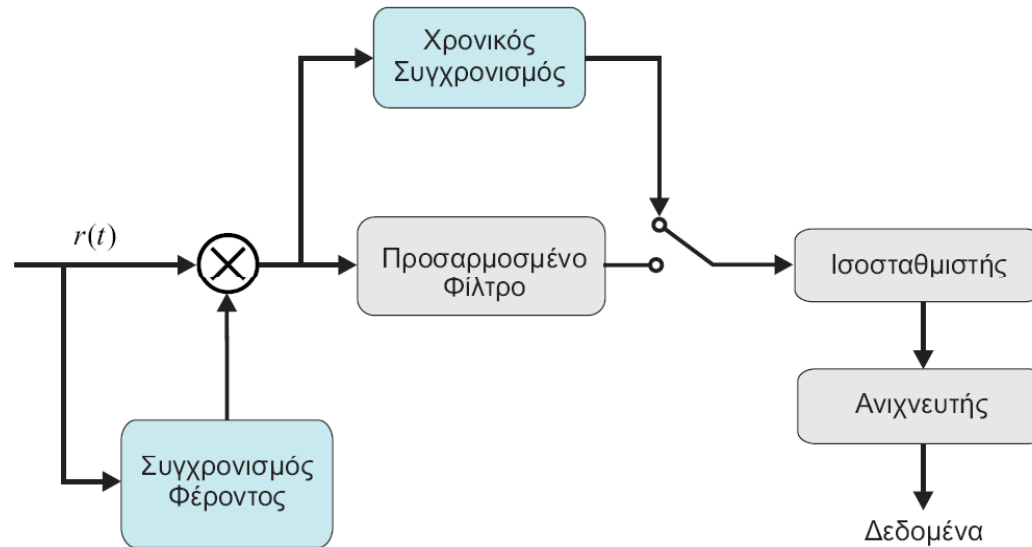

Ο Συγχρονισμός στις Ψηφιακές Επικοινωνίες

Συγχρονισμός



- *Συγχρονισμός Φέροντος (Carrier Synchronization)* με σκοπό την ανάκτηση από το δέκτη της συχνότητας και της φάσης του λαμβανόμενου σήματος.
- *Χρονικός Συγχρονισμός (Timing Synchronization)* ο οποίος στοχεύει στον υπολογισμό των βέλτιστων χρονικών στιγμών για την πραγματοποίηση της δειγματοληψίας στο δέκτη.

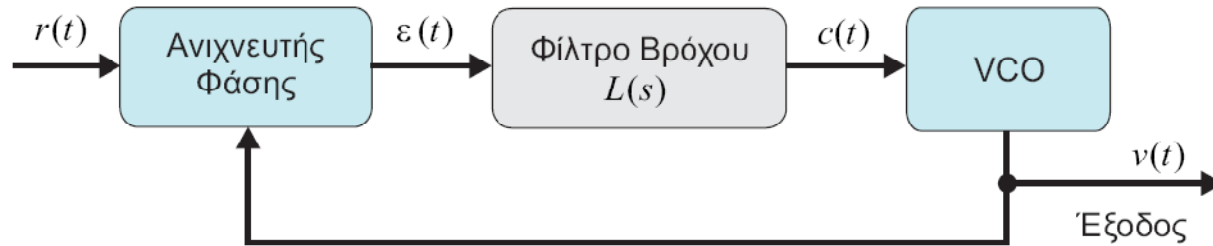
Βρόχος Κλειδώματος Φάσης Phase Locked Loop (PLL)

- ✓ 1932, Ανίχνευση ραδιοσημάτων
- ✓ 1960, NASA, δορυφορικά σήματα, Doppler (108 MHz)
- ✓ **Εφαρμογές:** Φιλτράρισμα, Σύνθεση συχνοτήτων, Έλεγχος ταχύτητας κινητήρων, FM, Φώραση, κ.λ.π
- ✓ Αναλογικά-Ψηφιακά, τα περισσότερα μικτά

Phase Locked Loop (PLL)- Κατηγορίες

- ✓ Αναλογικό (Analog) ή Γραμμικό (Linear)- APPLL- Ο ανιχνευτής φάσης είναι ένας αναλογικός πολλαπλασιαστής
- ✓ Ψηφιακό (Digital) PLL (DPLL)- Ο ανιχνευτής φάσης είναι ψηφιακός (π.χ XOR). Τα υπόλοιπα αναλογικά
- ✓ All digital PLL (ADPLL)
- ✓ Software PLL (SPLL)

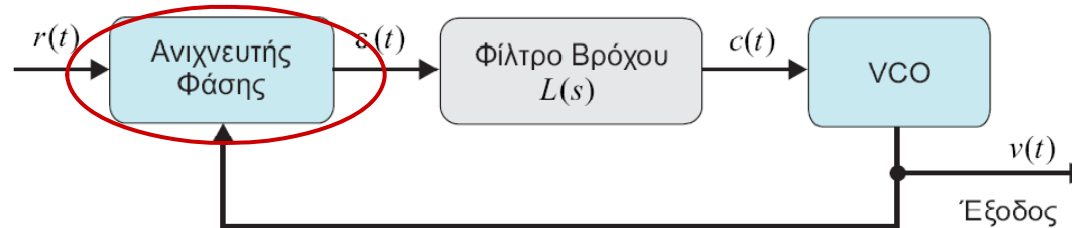
Αναλογικό PLL-Γενική Περιγραφή



- ✓ Ανιχνευτή Φάσης, Phase-Detector (PD)
- ✓ Voltage Controlled Oscillator (VCO)
- ✓ Φίλτρο βρόχου-Loop Filter (LP)
- ✓ PLL: Σύστημα ανάδρασης
- ✓ PLL: Σύστημα ελέγχου το οποίο επιτρέπει σε ένα ταλαντωτή να “ταυτιστεί” με άλλον.
- ✓ Η διαφορά φάσης που μπορεί να υπάρχει μεταξύ τους, σχεδόν μηδενίζεται όταν “κλειδώσει” το PLL

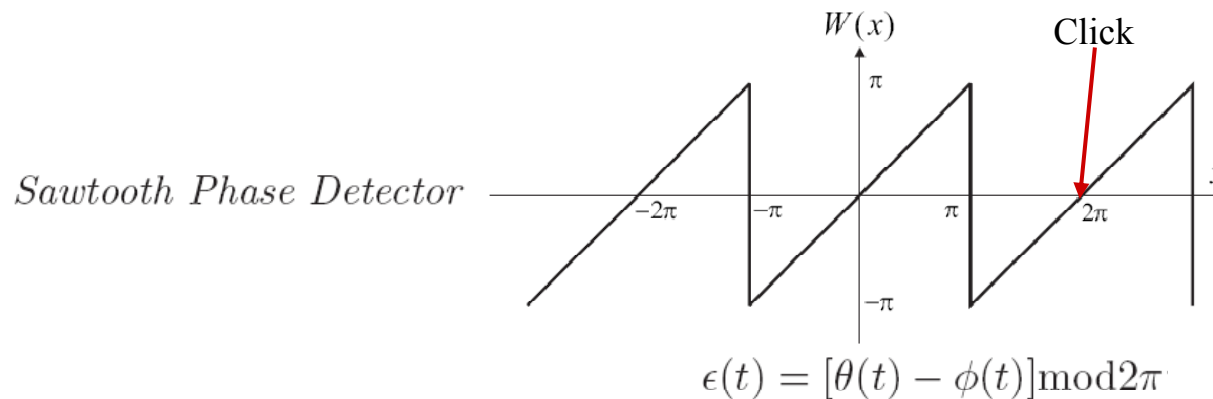
$$\begin{aligned} r(t) &= A_r \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \\ v(t) &= A_v \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] \end{aligned} \Rightarrow \phi(t) - \theta(t) \approx 0$$

Αναλογικό PLL-Ανιχνευτής Φάσης



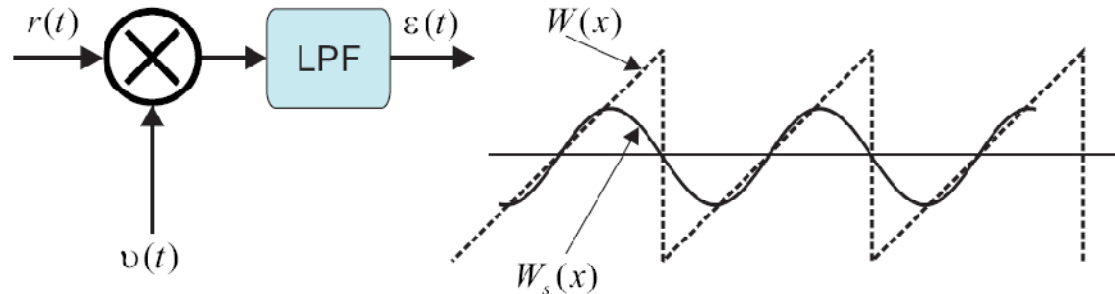
Ο Ανιχνευτής Φάσης (*Phase Detector, PD*) δημιουργεί ένα σήμα $\epsilon(t)$ το οποίο μεταβάλλεται συναρτήσει της διαφοράς των φάσεων $\theta(t)$ και $\phi(t)$, δηλαδή του σφάλματος που παρουσιάζει η φάση του σήματος εξόδου του PLL συγκρινόμενη με αυτή του λαμβανόμενου σήματος

$$\epsilon(t) = W(\theta(t) - \phi(t))$$



Αναλογικό PLL

Πολλαπλασιαστής ως Ανιχνευτής Φάσης



$$z(t) = r(t)v(t) = A_r \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] A_v \cos[2\pi f_c t + \phi(t)]$$

$$= \frac{A_r A_v}{2} [\cos[\theta(t) - \phi(t)] + \cos[4\pi f_c t + \theta(t) + \phi(t)]]$$

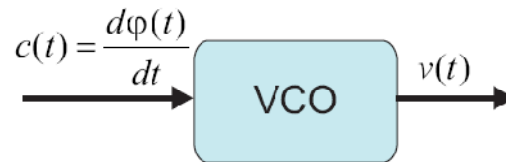
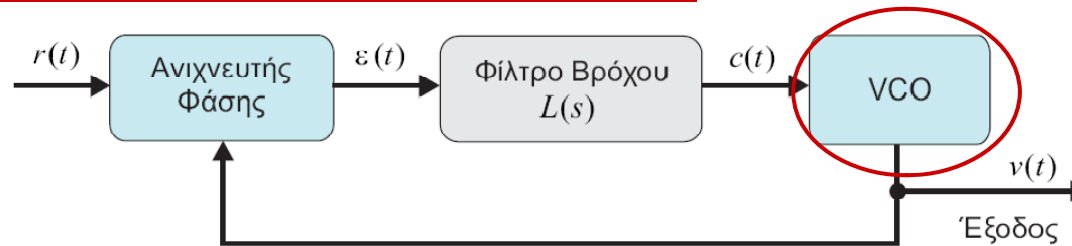
LPF

$$\epsilon(t) = \frac{A_r A_v}{2} \cos[\theta(t) - \phi(t)] \quad \epsilon(t) = 0 \Rightarrow [\theta(t) - \phi(t)] \bmod 2\pi = \frac{\pi}{2}$$

$$v(t) = A_v \cos[2\pi f_c t + \psi(t) - \frac{\pi}{2}] = A_v \sin[2\pi f_c t + \psi(t)] \Rightarrow \psi(t) = \phi(t) + \frac{\pi}{2}$$

$$\epsilon(t) = \frac{A_r A_v}{2} \sin[\theta(t) - \psi(t)] \quad W_s(x) = \frac{A_r A_v}{2} \sin x. \quad x \rightarrow 0 \Rightarrow W_s(x) \approx W(x)$$

Ταλαντωτής ελεγχόμενος από Τάση Voltage Controlled Oscillator-VCO



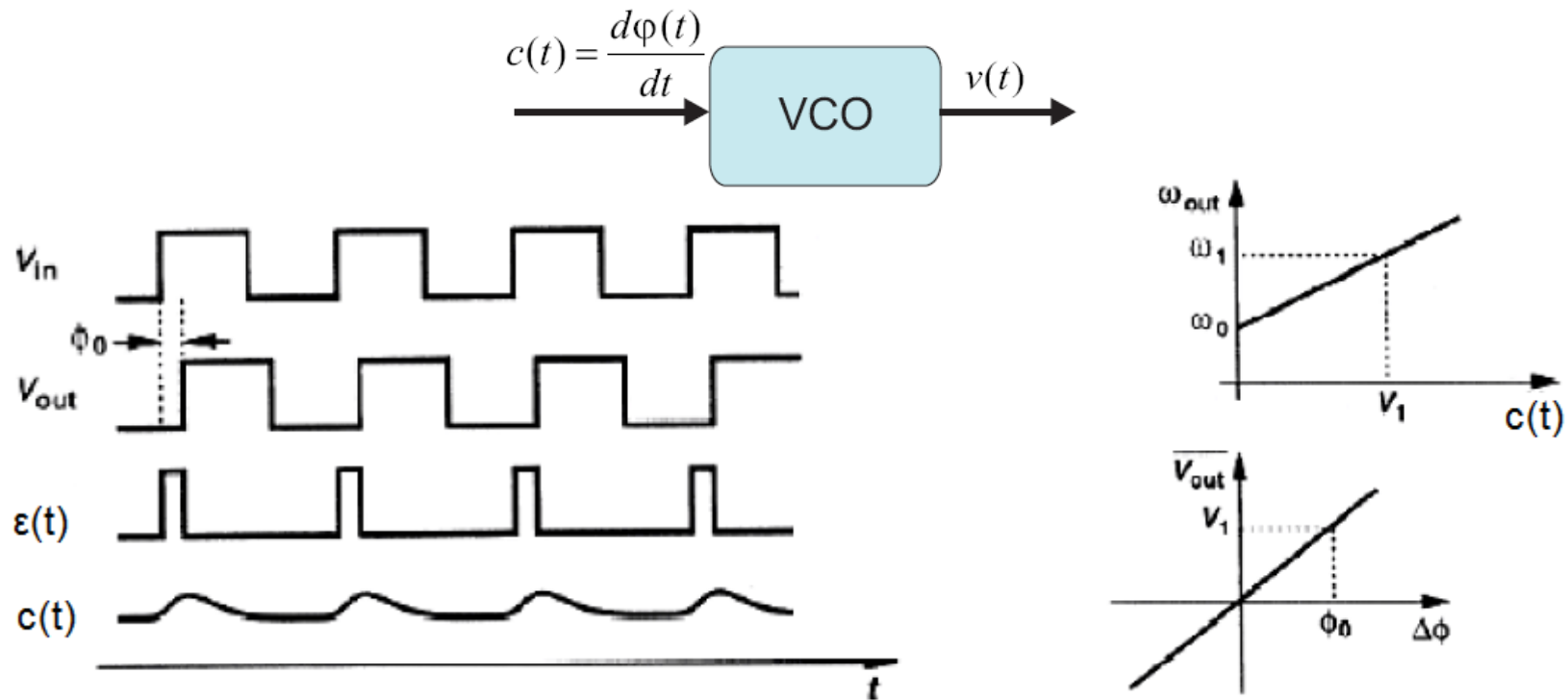
$$v(t) = A_v \cos[2\pi f_c t + \phi(t)]$$

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d[2\pi f_c t + \phi(t)]}{dt} = f_c + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt}$$

$$c(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}$$

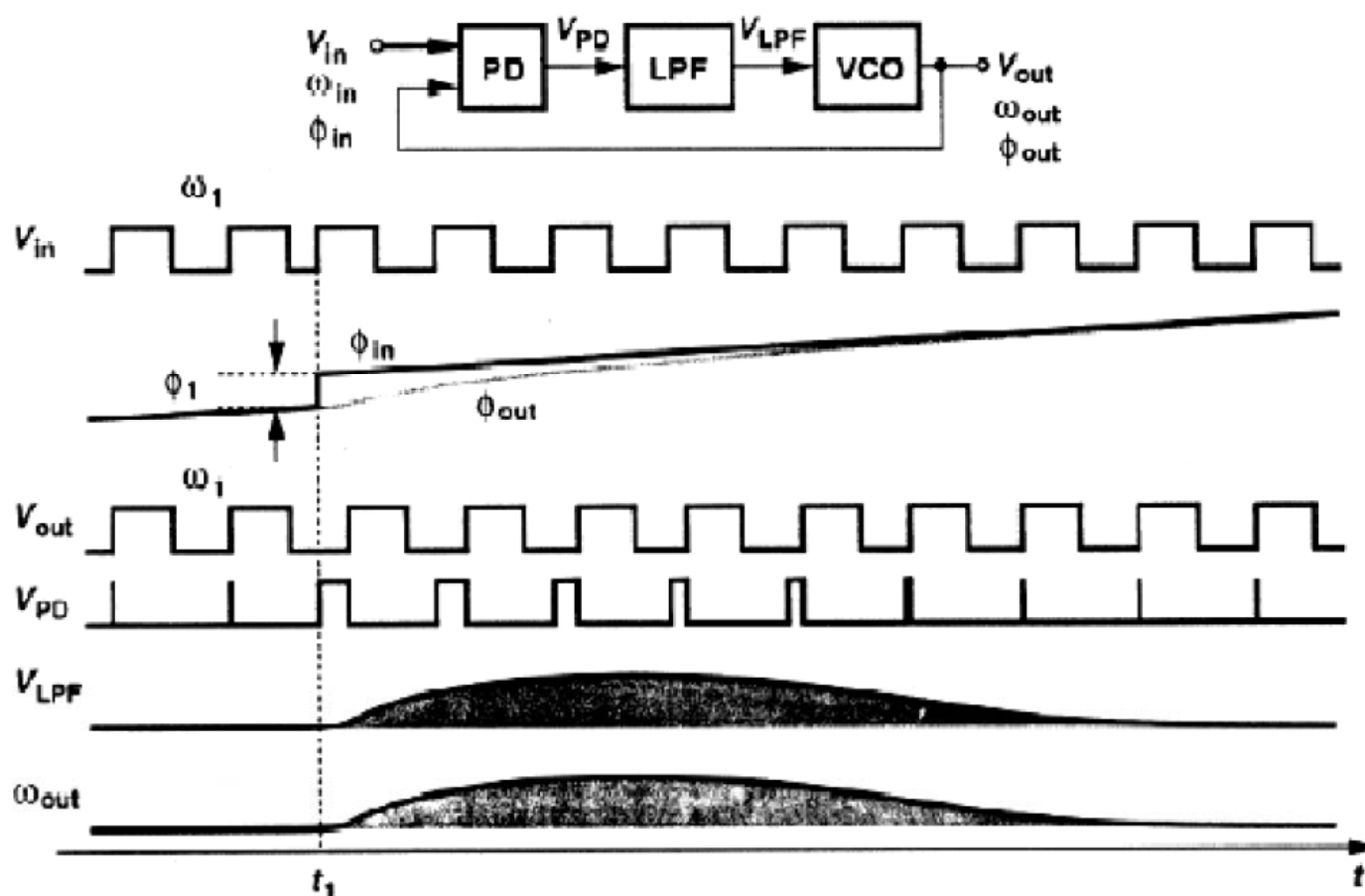
Αν $\phi(t) = \phi_c$ με ϕ_c μία σταθερά, τότε η στιγμιαία συχνότητα του σήματος στην έξοδο του VCO θα είναι σταθερή και ίση με f_c . Η τελευταία ονομάζεται φυσική συχνότητα (*natural*) ή συχνότητα αναφοράς (*free-running*).

Αναλογικό PLL-VCO

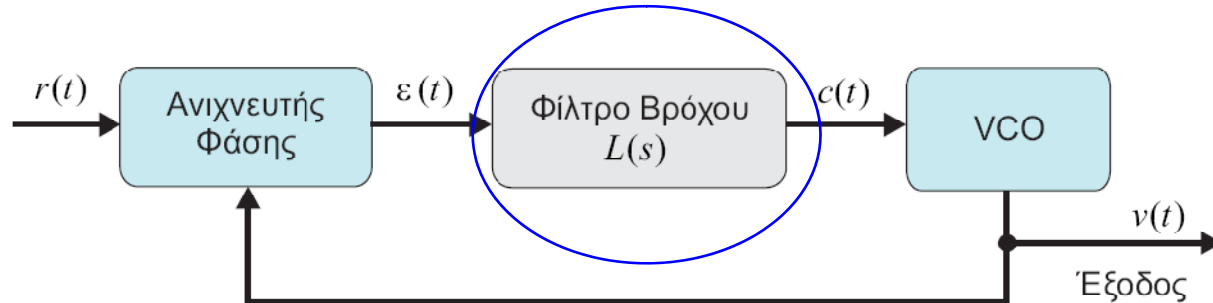


Παράδειγμα Απόκρισης PLL σε μεταβολή φάσης

$$\varphi_{in} = \omega_1 t + \varphi_0 + \varphi_1 u(t - t_1)$$



Αναλογικό PLL-Φίλτρο Βρόχου



➡ Το Φίλτρο Βρόχου (*Loop Filter*) με συνάρτηση μεταφοράς $L(s)$ περιλαμβάνει -ώστε να διευκολυνθεί η ανάλυση- τα κέρδη που εισάγονται από τον PD και τον VCO και σχεδιάζεται έτσι ώστε να επιτυγχάνεται η επιθυμητή δυναμική συμπεριφορά του συστήματος.

➡ Η επιλογή του $L(s)$ χαρακτηρίζει και την τάξη του PLL

PLL-Κλείδωμα Φάσης και Συχνότητας

➔ Το ιδανικό PLL που παρουσιάστηκε προηγουμένως θεωρείται κλειδωμένο (*locked*) στη φάση του σήματος εισόδου αν το VCO δημιουργήσει το σήμα που δίνεται από την (10.5) έτσι ώστε να ισχύει

$$\phi(t) = \theta(t) + \phi_0, \quad (10.15)$$

όπου το ϕ_0 είναι μία σταθερά. Αν $\phi_0 = 0$ τότε το PLL θεωρείται τέλεια κλειδωμένο και η έξοδος του VCO έχει ακριβώς την ίδια φάση με το σήμα εισόδου.

➔ Το PLL θεωρείται κλειδωμένο στη συχνότητα αν ισχύει

$$\phi(t) = Kt, \quad (10.16)$$

οπότε

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = K \quad (10.17)$$

με K μία σταθερά. Τότε η συχνότητα f_c του σήματος στην έξοδο του VCO είναι ίδια με τη συχνότητα του σήματος εισόδου.

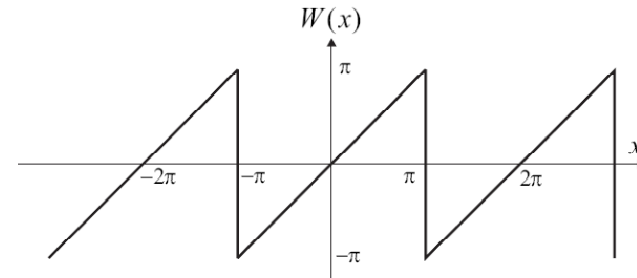
PLL-Ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας

$$|\theta(t) - \phi(t)| \leq \pi \Rightarrow \epsilon(t) = \theta(t) - \phi(t)$$

$$\mathcal{L}[\epsilon(t)] = \mathcal{L}[\theta(t) - \phi(t)] \Rightarrow E(s) = \Theta(s) - \Phi(s)$$

$$C(s) = s\Phi(s) \Rightarrow \frac{\Phi(s)}{\Theta(s)} = \frac{L(s)}{L(s) + s}$$
$$C(s) = E(s)L(s)$$

$$\text{steady-state, } \epsilon_s = \lim_{t \rightarrow \infty} \epsilon(t) \Rightarrow \epsilon_s = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2 \Theta(s)}{L(s) + s}$$

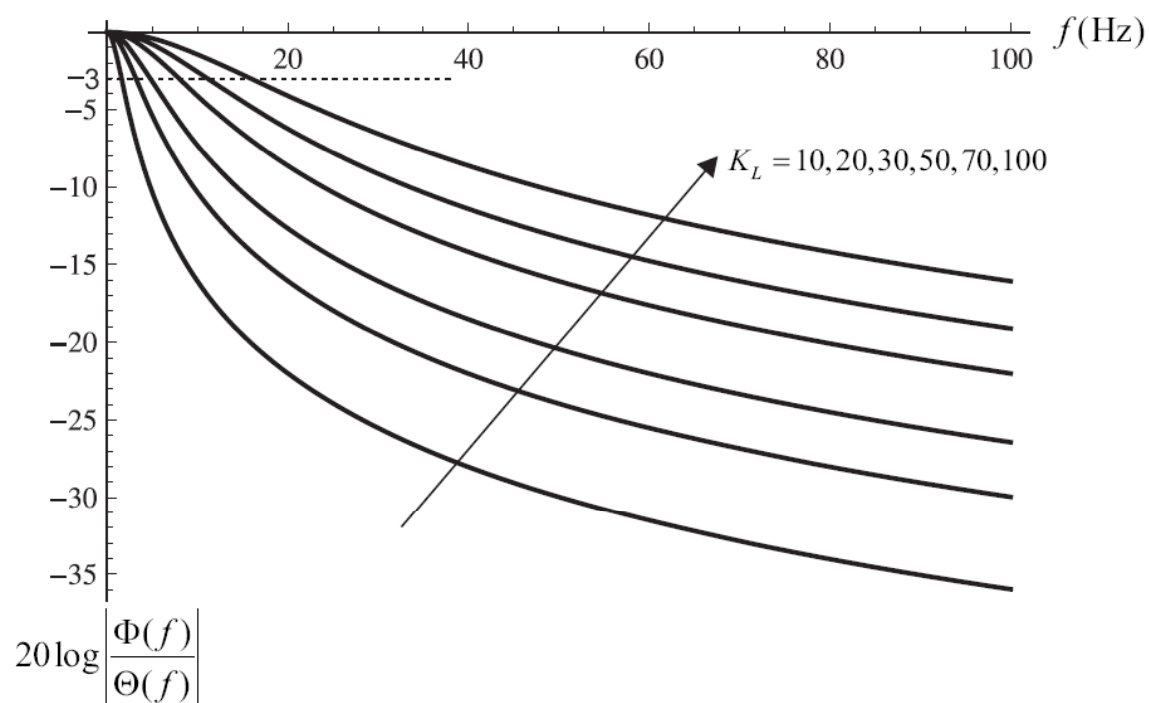


PLL-Ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας

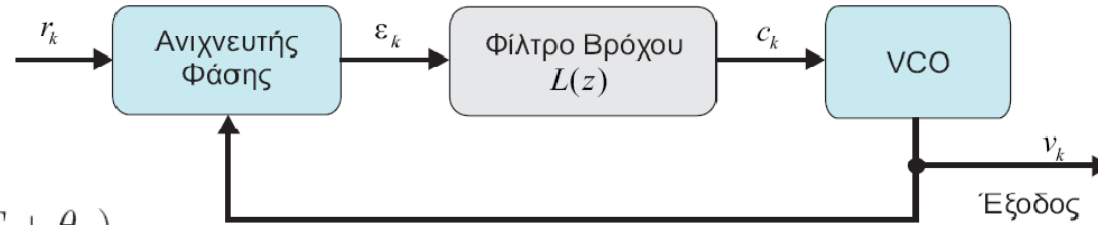
Να μελετηθεί η περίπτωση του *PLL* πρώτης τάξης το οποίο έχει φίλτρο βρόχου με συνάρτηση μεταφοράς $L(s) = K_L$.

$$\frac{\Phi(s)}{\Theta(s)} = \frac{L(s)}{L(s) + s} \quad \rightarrow \quad \frac{\Phi(s)}{\Theta(s)} = \frac{K_L}{K_L + s} \quad \leftarrow \text{Χαμηλοπερατό φίλτρο}$$

$$\left| \frac{\Phi(f)}{\Theta(f)} \right| = \frac{K_L}{\sqrt{K_L^2 + 4\pi^2 f^2}}$$



Ψηφιακό PLL



$$r_k = A_r \cos(2\pi f_c kT + \theta_k)$$

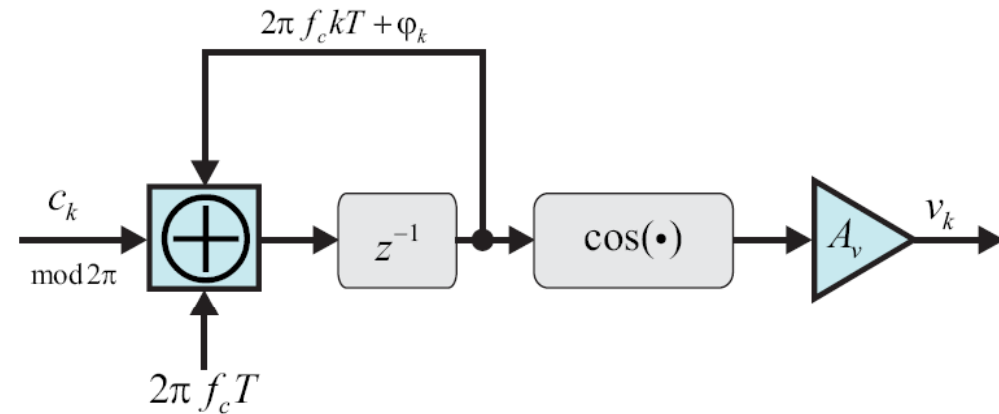
$$v_k = A_v \cos(2\pi f_c kT + \phi_k)$$

$$\epsilon_k = W(\theta_k - \phi_k)$$

$$\phi_{k+1} - \phi_k = c_k.$$



$$\begin{aligned} v_{k+1} &= A_v \cos[2\pi f_c (k+1)T + \phi_{k+1}] \\ &= A_v \cos[2\pi f_c kT + \phi_k + 2\pi f_c T + c_k] \end{aligned}$$



$$\mathcal{Z}[\phi_{k+1} - \phi_k] = \mathcal{Z}[c_k] \Rightarrow \Phi(z) = \frac{1}{z-1} C(z) = \frac{L(z)}{z-1} E(z)$$

$$C(z) = L(z)E(z)$$

Ψηφιακό PLL-Πεδίο συχνότητας

$\epsilon_k = \theta_k - \phi_k$ Όταν το σφάλμα είναι πολύ μικρό
και ο ανιχνευτής λειτουργεί στη γραμμική περιοχή

$$E(z) = \Theta(z) - \Phi(z)$$

$$\frac{\Phi(z)}{\Theta(z)} = \frac{L(z)}{L(z) + z - 1}$$

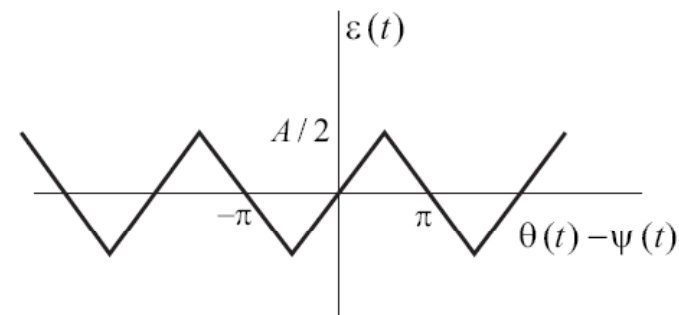
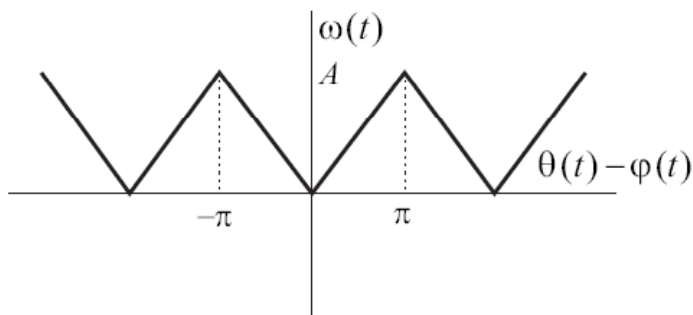
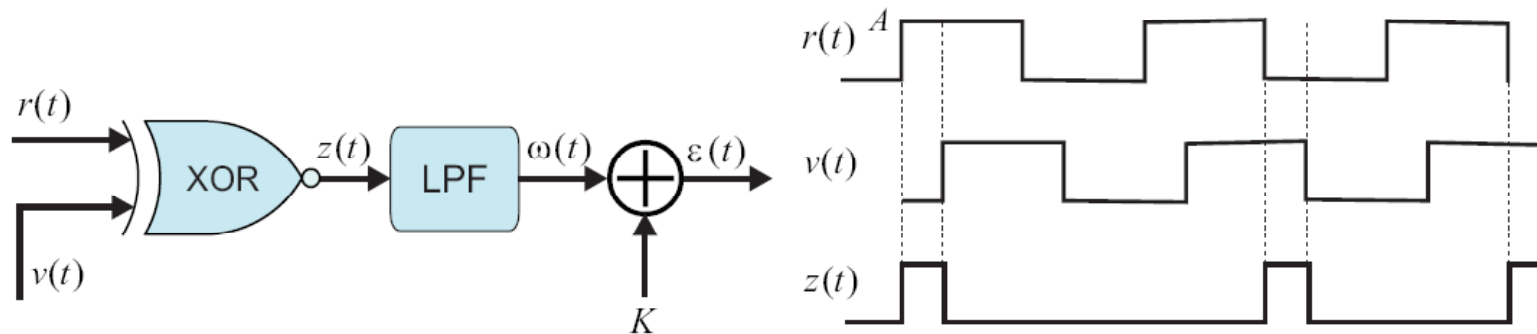
$$E(z) = \frac{\Theta(z)(z - 1)}{L(z) + z - 1}$$

$$\epsilon_s = \lim_{k \rightarrow \infty} \epsilon_k$$

με εφαρμογή του θεωρήματος τελικής τιμής του Μ/Σ \mathcal{Z} θα ισχύει $\epsilon_s = \lim_{z \rightarrow 1} (z - 1)E(z)$

Ψηφιακό PLL-Ανιχνευτής

Σε πρακτικές διατάξεις ψηφιακού PLL χρησιμοποιείται ως ανιχνευτής φάσης μία πύλη XOR



$$\psi(t) = \phi(t) + \frac{\pi}{2}$$

Συγχρονισμός φέροντος

Ένα σήμα με την επιθυμητή συχνότητα μπορεί να δημιουργηθεί από ένα τοπικό ταλαντωτή (συνήθως VCO). Η ακριβής όμως ανάκτηση της φάσης είναι ένα πρόβλημα το οποίο αποτελεί αντικείμενο έρευνας από την εποχή της εμφάνισης των πρώτων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Γενικά υπάρχουν δύο κατηγορίες συστημάτων που χρησιμοποιούνται για την εκτίμηση της φάσης του φέροντος:

- Αυτά που δε χρησιμοποιούν ανάδραση απόφασης (without decision feedback) και δεν απαιτούν τη γνώση των αποφάσεων του ανιχνευτή για τα εκπεμπόμενα σύμβολα.
- Αυτά που χρησιμοποιούν τη γνώση των αποφάσεων του ανιχνευτή (with decision feedback) προκειμένου να βελτιώσουν την εκτίμηση της φάσης.

Εκτίμηση της φάσης με το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας

$$r(t) = s(t, \theta) + n(t).$$

$$\int_0^{T_0} [r(t) - s(t, \hat{\theta})] \frac{\partial s(t, \hat{\theta})}{\partial \hat{\theta}} dt$$

Αν το λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη (χωρίς θόρυβο) είναι

$$s(t, \theta) = A \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (10.64)$$

να δοθεί μία εκτίμηση της φάσης $\hat{\theta}$ με βάση το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας αν το διάστημα παρατήρησης είναι $T_0 = \frac{1}{f_c}$.

$$\frac{\partial s(t, \hat{\theta})}{\partial \hat{\theta}} = -A \sin(2\pi f_c t + \hat{\theta})$$

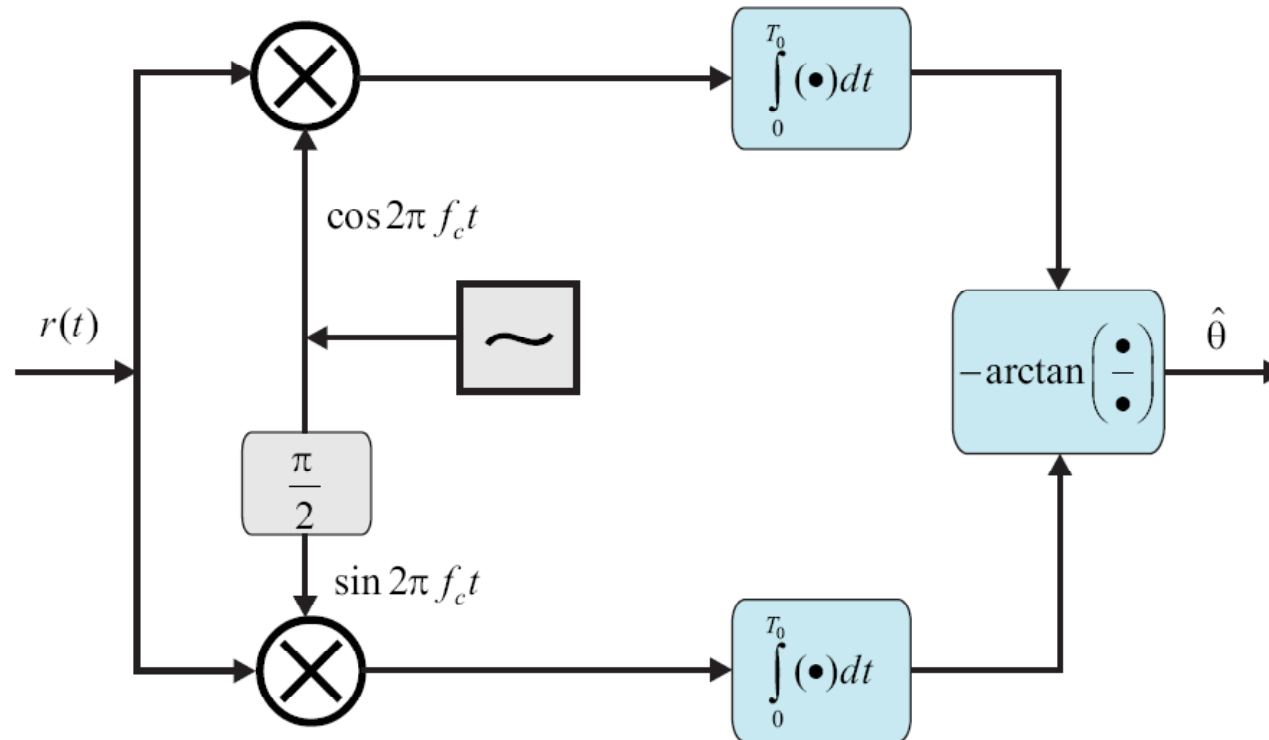
$$- \int_0^{T_0} [r(t) - A \cos(2\pi f_c t + \hat{\theta})] A \sin(2\pi f_c t + \hat{\theta}) dt = 0$$

$$- A \int_0^{T_0} r(t) \sin(2\pi f_c t + \hat{\theta}) dt + \frac{A^2}{2} \int_0^{T_0} \sin(4\pi f_c t + 2\hat{\theta}) dt = 0$$

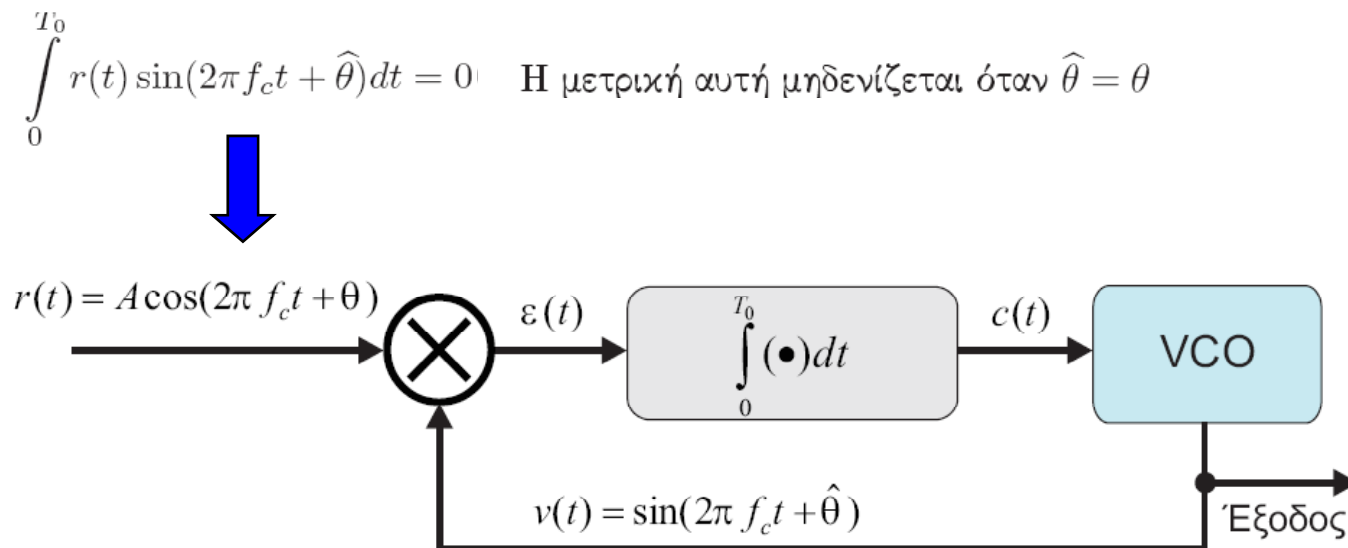
$$\int_0^{T_0} r(t) \sin(2\pi f_c t + \hat{\theta}) dt = 0 \quad \Rightarrow \quad \cos \hat{\theta} \int_0^{T_0} r(t) \sin 2\pi f_c t dt + \sin \hat{\theta} \int_0^{T_0} r(t) \cos 2\pi f_c t dt = 0 \quad \Rightarrow$$

Εκτίμηση της φάσης με το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας

$$\hat{\theta} = -\arctan \left(\frac{\int_0^{T_0} r(t) \sin 2\pi f_c t dt}{\int_0^{T_0} r(t) \cos 2\pi f_c t dt} \right)$$



Χρήση PLL για την εκτίμηση της φάσης με το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας



Πρακτικές διατάξεις εκτίμησης του φέροντος

Η απευθείας εφαρμογή του PLL για την εκτίμηση της φάσης του φέροντος όπως αυτή του Σχήματος 1.12 προϋποθέτει ότι το φέρον παρουσιάζει φασματικό περιεχόμενο σε μία γνωστή συχνότητα f_c .

Όμως στις περισσότερες περιπτώσεις των ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων (π.χ. M -PSK, M -QAM, ζωνοπερατό RAM) το φέρον καταργείται (suppressed carrier) με σκοπό την εξοικονόμηση ενέργειας εκπομπής. Έτσι η μέση ισχύς στην έξοδο του ζωνοπερατού φίλτρου -με κεντρική συχνότητα την f_c - που χρησιμοποιείται για την “απομόνωση” της f_c θα είναι ίση με μηδέν.

Στην περίπτωση αυτή δεν μπορεί να λειτουργήσει απευθείας το PLL, αφού δεν θα υπάρχει σήμα εισόδου με το οποίο να κλειδώσει, οπότε πρέπει να χρησιμοποιηθούν τεχνικές εξαγωγής του φέροντος από το λαμβανόμενο σήμα.

Πρακτικές διατάξεις εκτίμησης του φέροντος Βρόχος Τετραγωνισμού

$$r(t, \theta) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) + n(t) \quad A(t) \rightarrow \pm A \rightarrow \mathbb{E}[A(t)] = 0$$

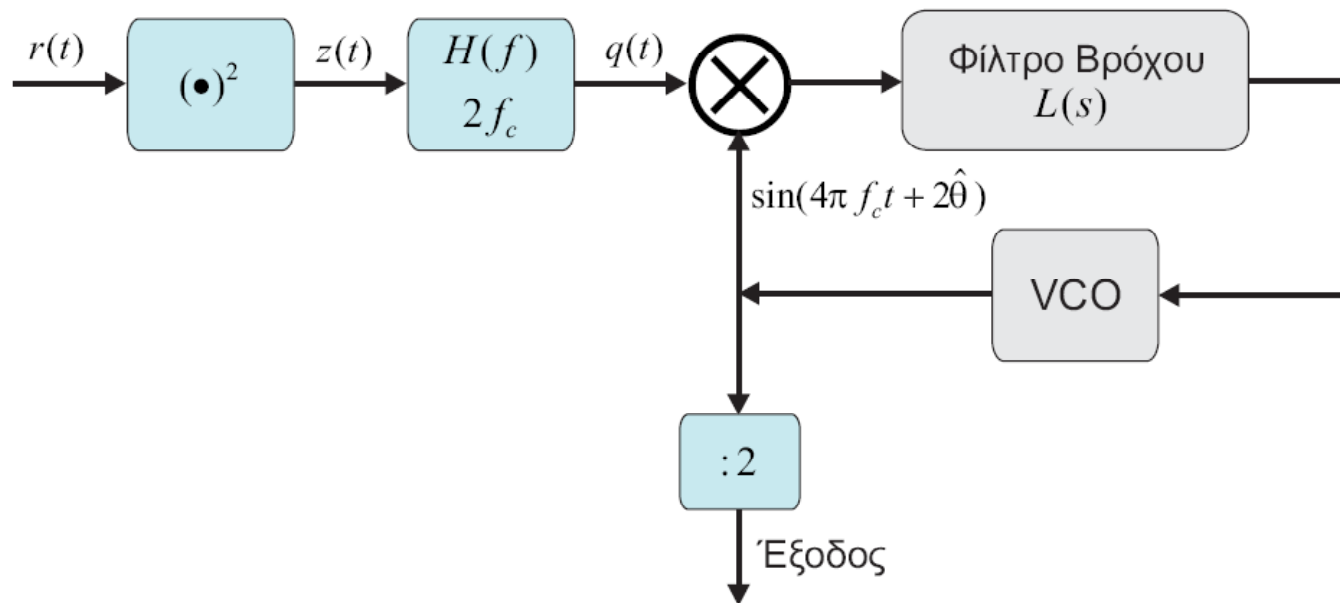
$$\begin{aligned} z(t) &= r^2(t, \theta) \\ &= A^2(t) \cos^2(2\pi f_c t + \theta) + n^2(t) + 2A(t) \cos(2\pi f_c t + \theta)n(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[n(t)] = 0 \rightarrow \mathbb{E}[z(t)] &= \mathbb{E}[A^2(t) \cos^2(2\pi f_c t + \theta)] + \mathbb{E}[n^2(t)] + 2\mathbb{E}[A(t) \cos(2\pi f_c t + \theta)n(t)] \\ &= \mathbb{E}[A^2(t) \cos^2(2\pi f_c t + \theta)] + \mathbb{E}[n^2(t)] \\ &= \frac{\mathbb{E}[A^2(t)]}{2} + \frac{\mathbb{E}[A^2(t)]}{2} \cos(4\pi f_c t + 2\theta) + \mathbb{E}[n^2(t)]. \end{aligned}$$

$$H(f) \rightarrow q(t) = \frac{\mathbb{E}[A^2(t)]}{2} \cos^2(4\pi f_c t + 2\theta)$$

$$\mathbb{E}[q(t)] = \frac{\mathbb{E}[A^2(t)]}{2} |H(2f_c)|$$

Πρακτικές διατάξεις εκτίμησης του φέροντος Βρόχος Τετραγωνισμού

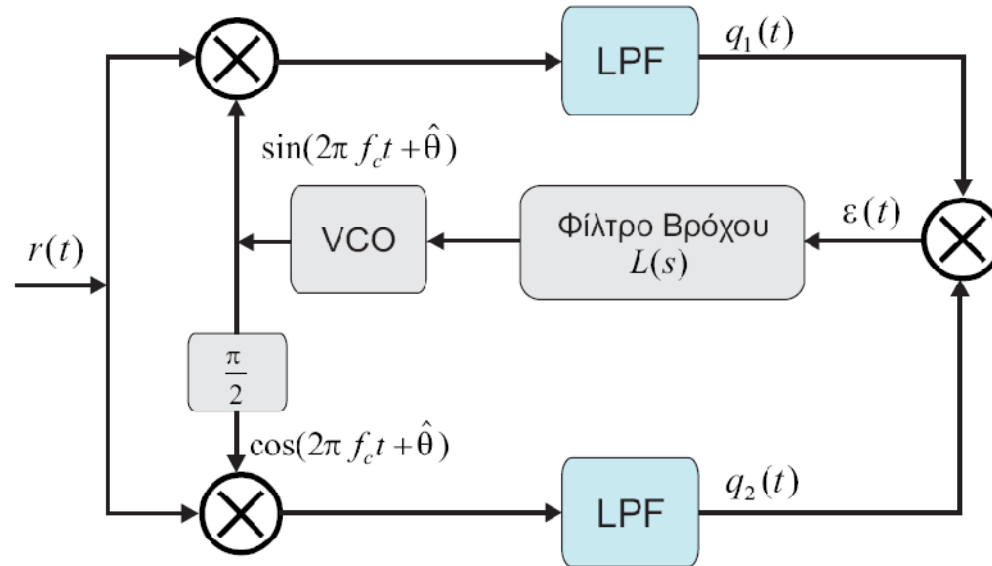


Πρακτικές διατάξεις εκτίμησης του φέροντος

Βρόχος Τετραγωνισμού-Μειονειτήματα

- Κυκλώματα τετραγωνισμού είναι δύσκολο να υλοποιηθούν σε υψηλές συχνότητες.
- Εξαιτίας του τετραγωνισμού του $r(t)$ η φάση του σήματος διπλασιάζεται οπότε διπλασιάζεται μαζί και ο θόρυβος που επηρεάζει τη φάση, ενώ η διακύμανση του θορύβου τετραπλασιάζεται. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να απαιτείται περίπου 6 dB μεγαλύτερο SNR για να διασφαλιστεί αξιόπιστο κλείδωμα στη φάση του PLL.
- Η διαδικασία της διαίρεσης δια 2 της συχνότητας της εξόδου του PLL έχει σαν αποτέλεσμα την εισαγωγή αμφιβολίας της τάξης του π στην εκτίμηση της φάσης. Αυτό οφείλεται στο ότι ο διαιρέτης συχνότητας υλοποιείται στην πράξη με λογικά κυκλώματα αποτελούμενα από flip-flops, τα οποία ανάλογα με την αρχική κατάσταση, αν η φάση είναι $2\hat{\theta}$, δίνουν στην έξοδο $\hat{\theta}$ ή $\hat{\theta} + \pi$. Η δεύτερη περίπτωση οδηγεί σε λάθος απόφαση.

Πρακτικές διατάξεις εκτίμησης του φέροντος Βρόχος Costas



$$r(t, \theta) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) + n(t)$$

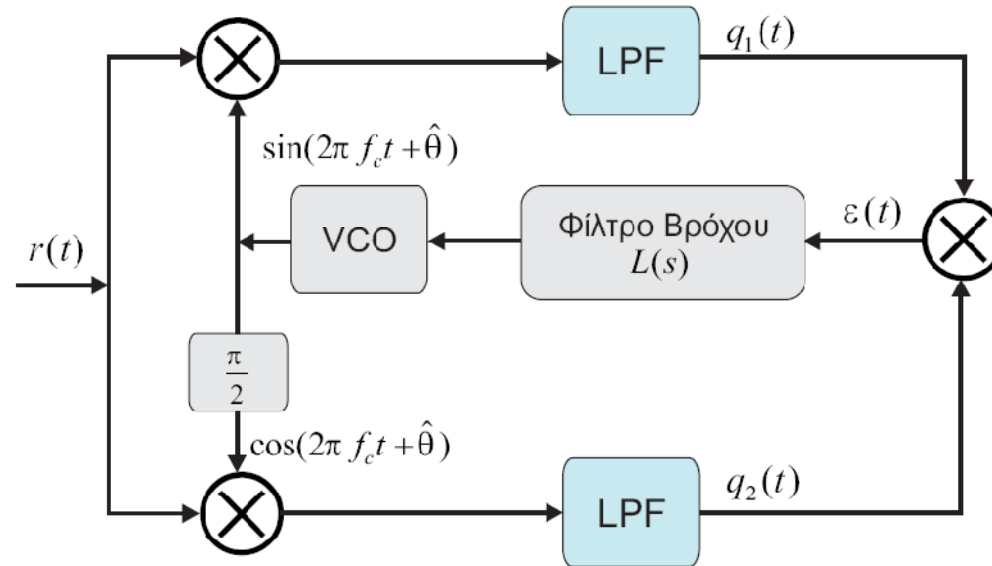
$$= A(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) + n_I(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) + n_Q(t) \sin(2\pi f_c t + \theta).$$

$$r_I(t) = \frac{1}{2}[A(t) + n_I(t)] \cos(\hat{\theta} - \theta) + \frac{1}{2}n_Q(t) \sin(\hat{\theta} - \theta) + \mathcal{O}_I(t)$$

$$r_Q(t) = \frac{1}{2}[A(t) + n_I(t)] \sin(\hat{\theta} - \theta) - \frac{1}{2}n_Q(t) \cos(\hat{\theta} - \theta) + \mathcal{O}_Q(t)$$

Πρακτικές διατάξεις επίκτησης του φέροντος

Βρόχος Costas



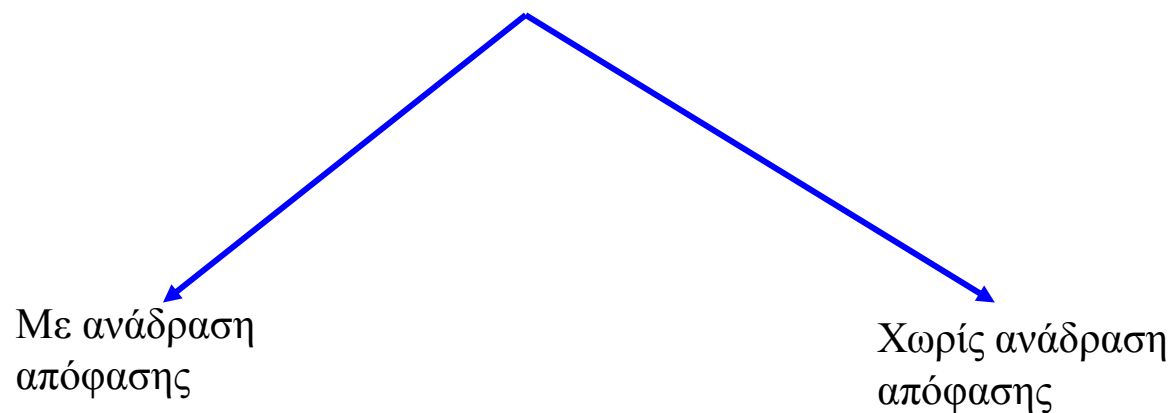
$$q_I(t) = \frac{1}{2}[A(t) + n_I(t)] \cos(\hat{\theta} - \theta) + \frac{1}{2}n_Q(t) \sin(\hat{\theta} - \theta)$$

$$q_Q(t) = \frac{1}{2}[A(t) + n_I(t)] \sin(\hat{\theta} - \theta) - \frac{1}{2}n_Q(t) \cos(\hat{\theta} - \theta)$$

$$\begin{aligned} \epsilon(t) = q_I(t)q_Q(t) &= \frac{1}{8} \{ [A(t) + n_I(t)]^2 - n_Q^2(t) \} \sin[2(\hat{\theta} - \theta)] \\ &\quad - \frac{1}{4}[A(t) + n_I(t)]n_Q(t) \cos[2(\hat{\theta} - \theta)]. \end{aligned}$$

Χρονικός Συγχρονισμός

Εκτός από το συγχρονισμό του φέροντος ο χρονικός συγχρονισμός (*timing synchronization*) είναι ιδιαίτερα σημαντικός στα ψηφιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Αναφέρεται στη δυνατότητα του δέκτη να πραγματοποιεί τη δειγματοληψία τη βέλτιστη χρονική στιγμή τ εντός της χρονικής διάρκειας του συμβόλου.



Χρονικός Συγχρονισμός με Ανάδραση Απόφασης

Ο χρονικός συγχρονισμός με ανάδραση απόφασης (*timing synchronization with decision feedback*) χρησιμοποιεί τη γνώση από τα σύμβολα που ανιχνεύονται με σκοπό την εύρεση της βέλτιστης χρονικής στιγμής δειγματοληψίας.

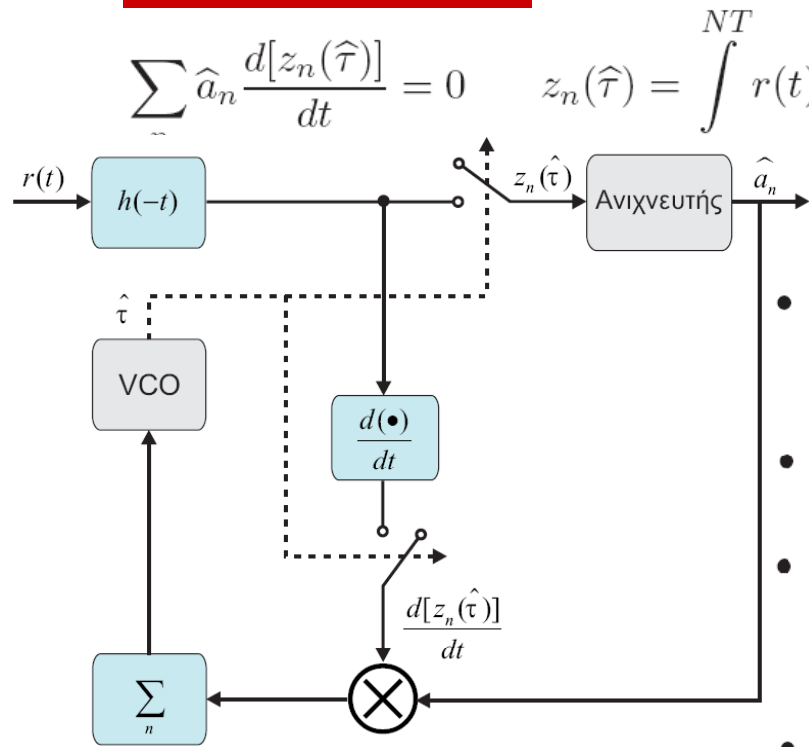
$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT - \tau) + n(t).$$

Βέλτιστη χρονική στιγμή $\hat{\tau}$ με βάση το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας

$$\sum_n \hat{a}_n \frac{d[z_n(\hat{\tau})]}{dt} = 0$$

$$z_n(\hat{\tau}) = \int_0^{NT} r(t) h(t - nT - \hat{\tau}) dt$$

Χρονικός Συγχρονισμός με Ανάδραση Απόφασης



- Η έξοδος του προσαρμοσμένου φίλτρου $h(-t)$ παραγωγίζεται και κατόπιν δειγματοληπτείται τη χρονική στιγμή $\hat{\tau}$ που καθορίζει η έξοδος του ψηφιακού PLL.
- Την ίδια χρονική στιγμή πραγματοποιείται η δειγματοληψία της εξόδου του προσαρμοσμένου φίλτρου και ακολουθεί η ανίχνευση του συμβόλου \hat{a}_n .
- Το \hat{a}_n πολλαπλασιάζεται με τη δειγματοληπτημένη έξοδο του διαφοριστή και χρησιμοποιείται ένα φίλτρο βρόχου προκειμένου να σχηματιστεί το άθροισμα $\sum_n \hat{a}_n \frac{d[z_n(\hat{\tau})]}{dt}$ σε αριθμό N περιόδων.
- Το ψηφιακό PLL κλειδώνει και εξάγει τη βέλτιστη χρονική στιγμή δειγματοληψίας $\hat{\tau}$ όταν ισχύει η σχέση (10.84).

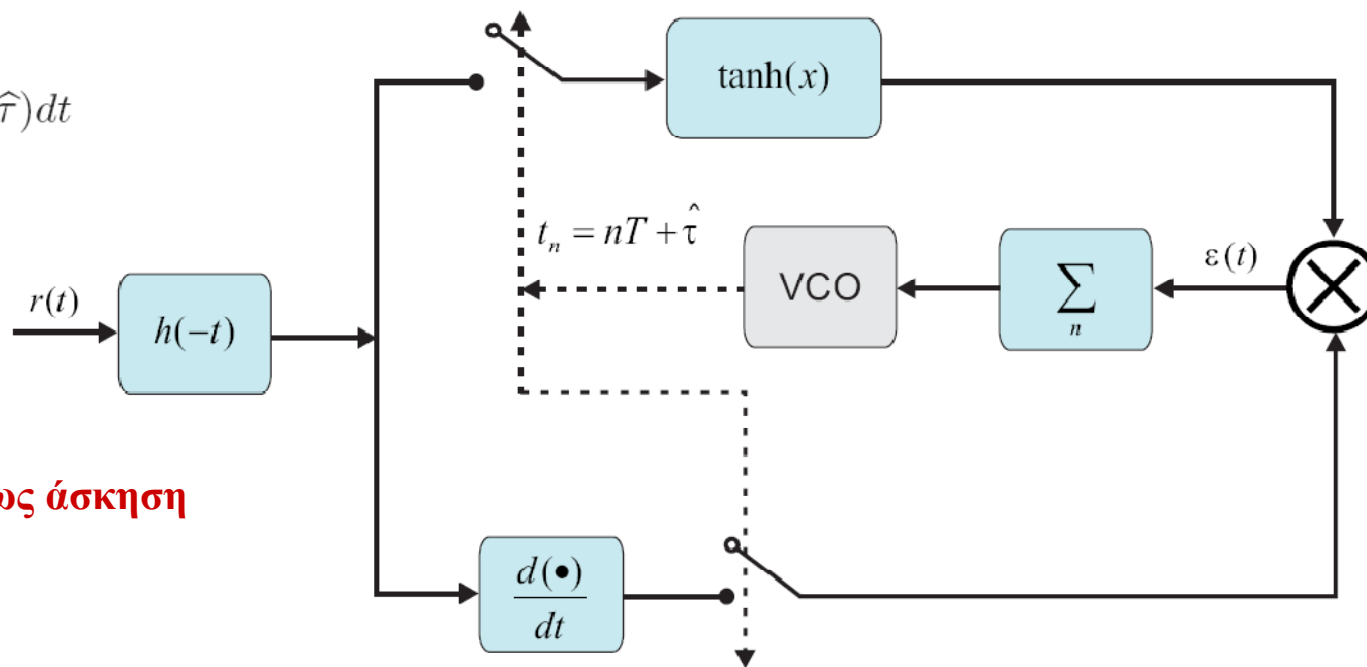
Χρονικός Συγχρονισμός χωρίς Ανάδραση Απόφασης

Τα συστήματα χρονικού συγχρονισμού χωρίς ανάδραση απόφασης (*timing synchronization without decision feedback*) δεν απαιτούν γνώση των συμβόλων που έχουν ανιχνευθεί προκειμένου να καθορίσουν τη βέλτιστη χρονική στιγμή δειγματοληψίας.

ML κριτήριο

$$\frac{1}{\sigma^2} \sum_n \tanh \left[\frac{z_n(\hat{\tau})}{\sigma^2} \right] \frac{d[z_n(\hat{\tau})]}{dt} = 0$$

$$z_n(\hat{\tau}) = \int_0^{NT} r(t)h(t - nT - \hat{\tau})dt$$



Η λειτουργία αφήνεται ως άσκηση

Χρονικός Συγχρονισμός-Υποβέλτιστες Τεχνικές Βρόχος Τετραγωνισμού

Η τεχνική που χρησιμοποιεί βρόχο τετραγωνισμού είναι κατάλληλη για σήματα βασικής ζώνης, εκμεταλλεύεται δε το γεγονός ότι τα σύμβολα εκπέμπονται περιοδικά (κάθε T sec).

μεγάλες τιμές του SNR $\rightarrow r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT - \tau)$

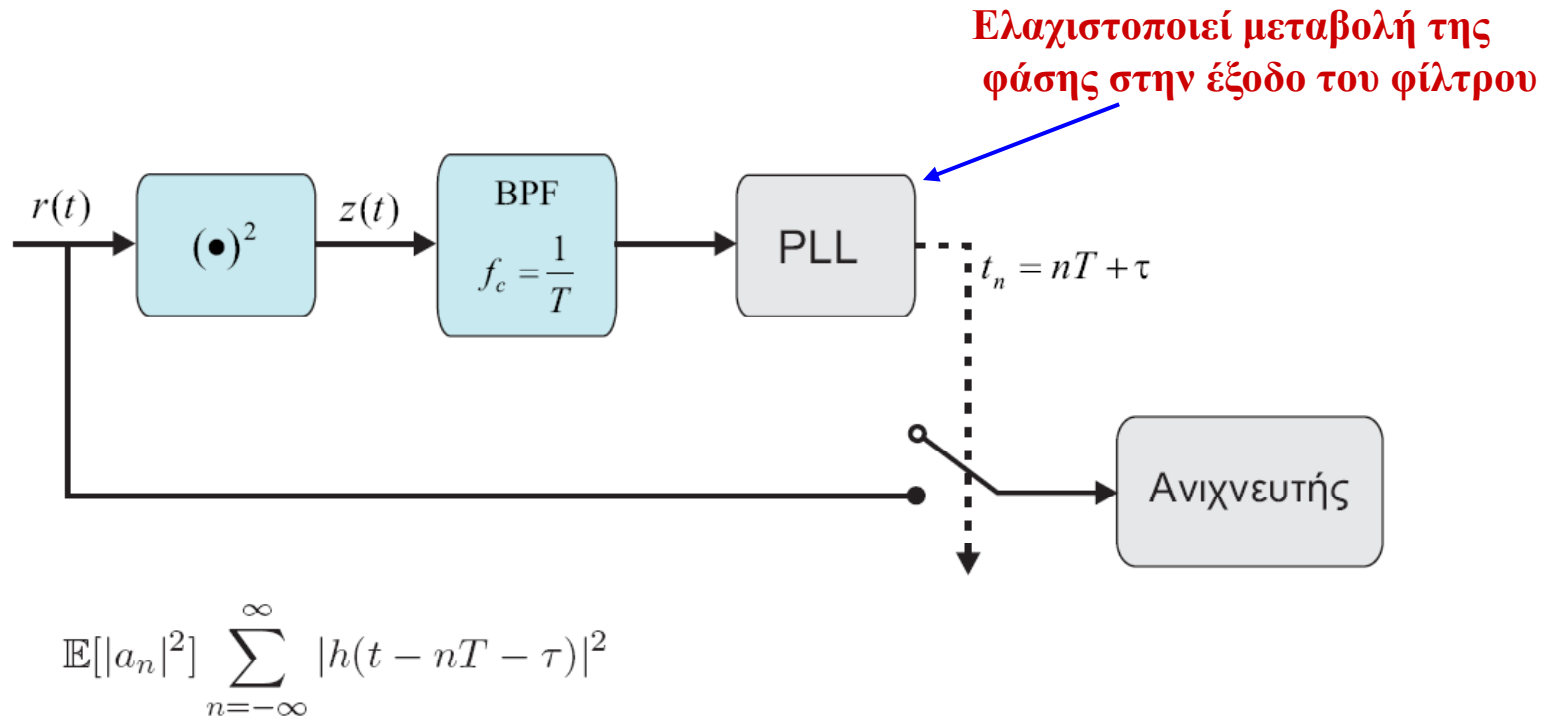
$$\mathbb{E}[|r(t)|^2] = \mathbb{E} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT - \tau) \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m h(t - mT - \tau) \right]$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbb{E}[|a_n|^2] |h(t - nT - \tau)|^2$$

$$= \mathbb{E}[|a_n|^2] \sum_{n=-\infty}^{\infty} |h(t - nT - \tau)|^2.$$

Περιοδικό σήμα
με περίοδο T και φάση που
καθορίζεται από το τ

Χρονικός Συγχρονισμός-Υποβέλτιστες Τεχνικές Βρόχος Τετραγωνισμού



Χρονικός Συγχρονισμός-Υποβέλτιστες Τεχνικές Early-Late

Η Early-Late είναι μία υποβέλτιστη τεχνική με την οποία μπορεί να υπολογιστεί η μέγιστη τιμή του σήματος-παλμού στην έξοδο του προσαρμοσμένου φίλτρου.

Η βασική ιδέα στην οποία βασίζεται είναι η εξής: Στην ιδανική περίπτωση η έξοδος του προσαρμοσμένου φίλτρου είναι ένας συμμετρικός παλμός ως προς τη μέγιστη τιμή. Αν όμως υπάρχει μία χρονική μετατόπιση του παλμού τότε αυτή μπορεί να ανιχνευθεί με καθυστέρηση και προήγηση της στιγμής δειγματοληψίας κατά δ .

