
Carlo. bongioanni ©

uniroma1.it

Il Delay Lock Loop

Misura della distanza

- Misura continua della distanza usando sequenza di impulsi



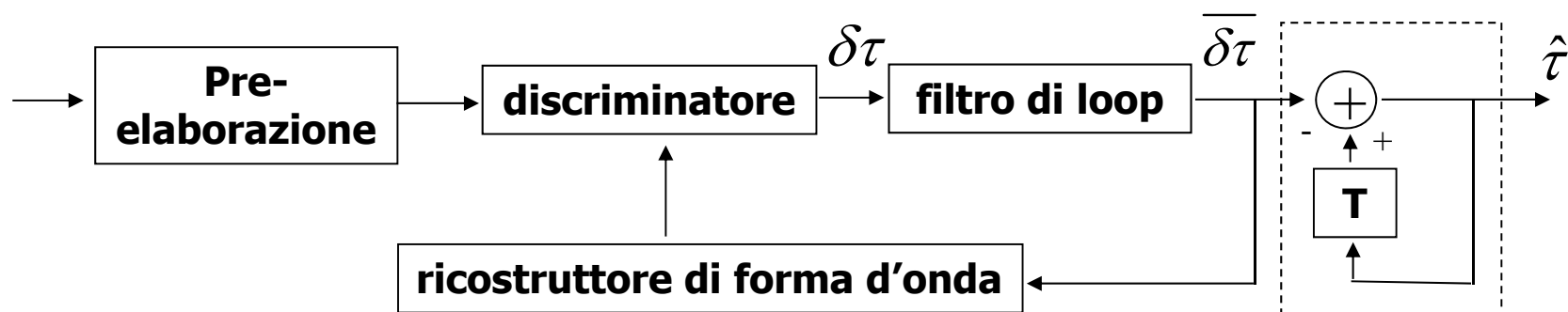
- *Si vuole misurare continuamente una distanza che varia nel tempo.*
- *Si assume di ricevere una sequenza di impulsi dal riferimento, trasmessi con intervallo di ripetizione costante.*
- *Ovviamente si vuole ottenere la migliore accuratezza di stima possibile, mediando le misure su più impulsi.*



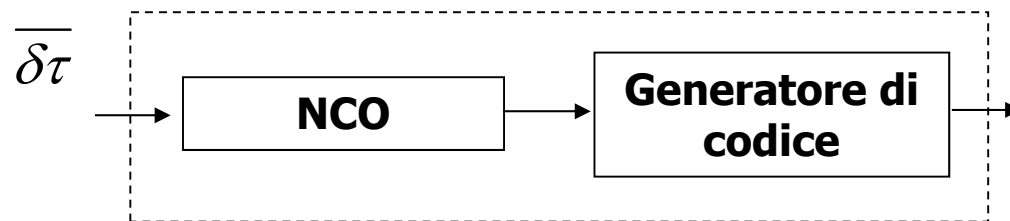
- mediare a blocchi, ha due svantaggi:
 - misure disponibili solo alla fine del blocco
 - errore di misura dovuto al moto relativo durante il blocco
- effettuare una media mobile, risolve il primo problema ma non il secondo

Il principio del Delay Lock Loop

- se assumo di avere una stima ragionevole, posso pensare di “raffinarla” ad ogni nuovo impulso e allo stesso tempo di tenere in conto il fatto che è possibile che la distanza stia cambiando
- **l’approccio del DLL è composto dei seguenti passi:**
 1. generare una replica del segnale che ci si aspetta di ricevere, assumendo che la stima di distanza disponibile sia corretta;
 2. calcolare l’errore di disallineamento temporale fra il segnale ricevuto e quello generato (**discriminatore**);
 3. mediare le correzioni da introdurre (**filtro di loop**);
 4. correggere la stima di distanza = istante in cui mi aspetto di ricevere l’impulso successivo
- E’ una stima di ritardo ad anello chiuso: **Delay Lock Loop**



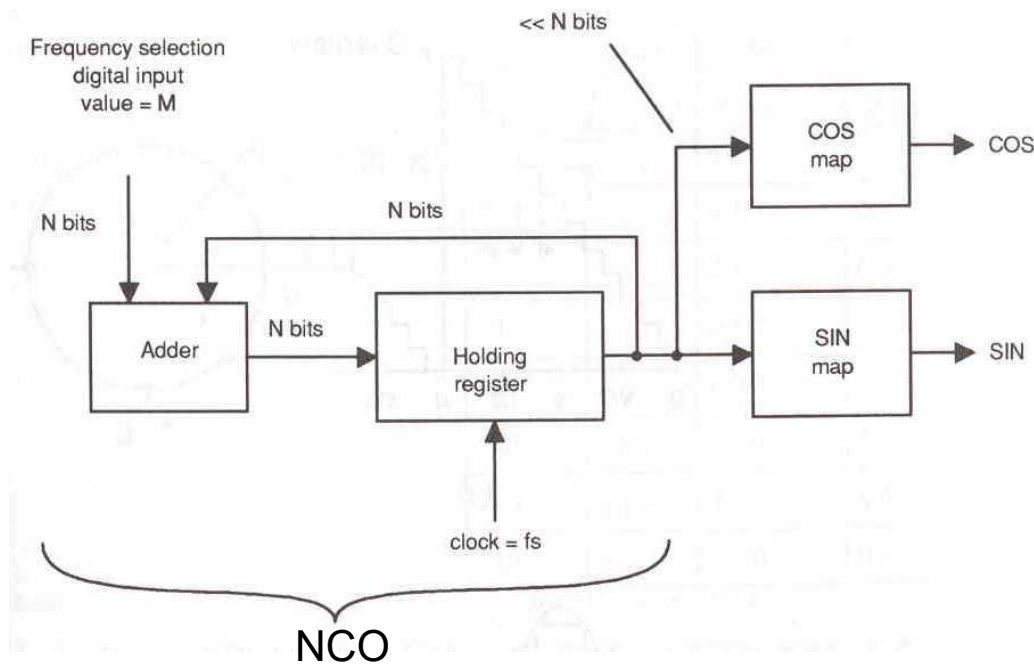
Ricostruttore di forma d'onda



- Ha lo scopo generare il codice PRN del satellite considerato, ritardato (o anticipato, a seconda del segno) della quantità $\overline{\delta\tau}$
- può ottenersi usando un generatore di codice (coppia di registri a scorrimento, opportunamente utilizzati) identico a quello utilizzato per la generazione in trasmissione nel payload del SV
- Come sappiamo la larghezza dei chip del generatore di codice è ottenuta pilotando i registri a scorrimento con un clock a 1.023 MHz. Ovviamente, accelerando tale clock si ottengono chip più corti ed i bit del codice tendono ad anticipare. Analogamente, decelerando il clock si ottengono chip più lunghi ed i bit del codice tendono a ritardare
- Quindi si può usare come clock un oscillatore, la cui frequenza vari (a partire da 1.023 MHz) in funzione dell'errore $\overline{\delta\tau}$

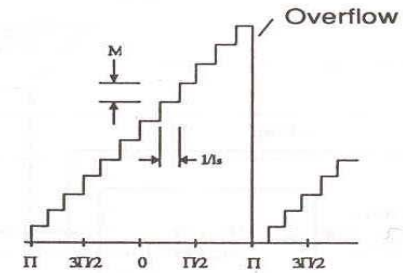
Schema di un NCO

- NCO: Numerically Controlled Oscillator
usato sia per il loop del codice che per il loop di fase

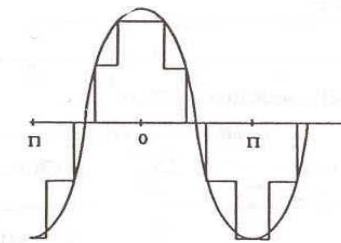


- N = lunghezza del registro di tenuta
- 2^N = massimo valore del contatore
- $\frac{f_s M}{2^N}$ = frequenza di uscita
- $\frac{f_s}{2^N}$ = risoluzione di frequenza

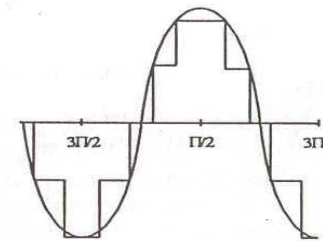
Radiotecnica e Radiolocalizzazione



(a)



(b)



(c)

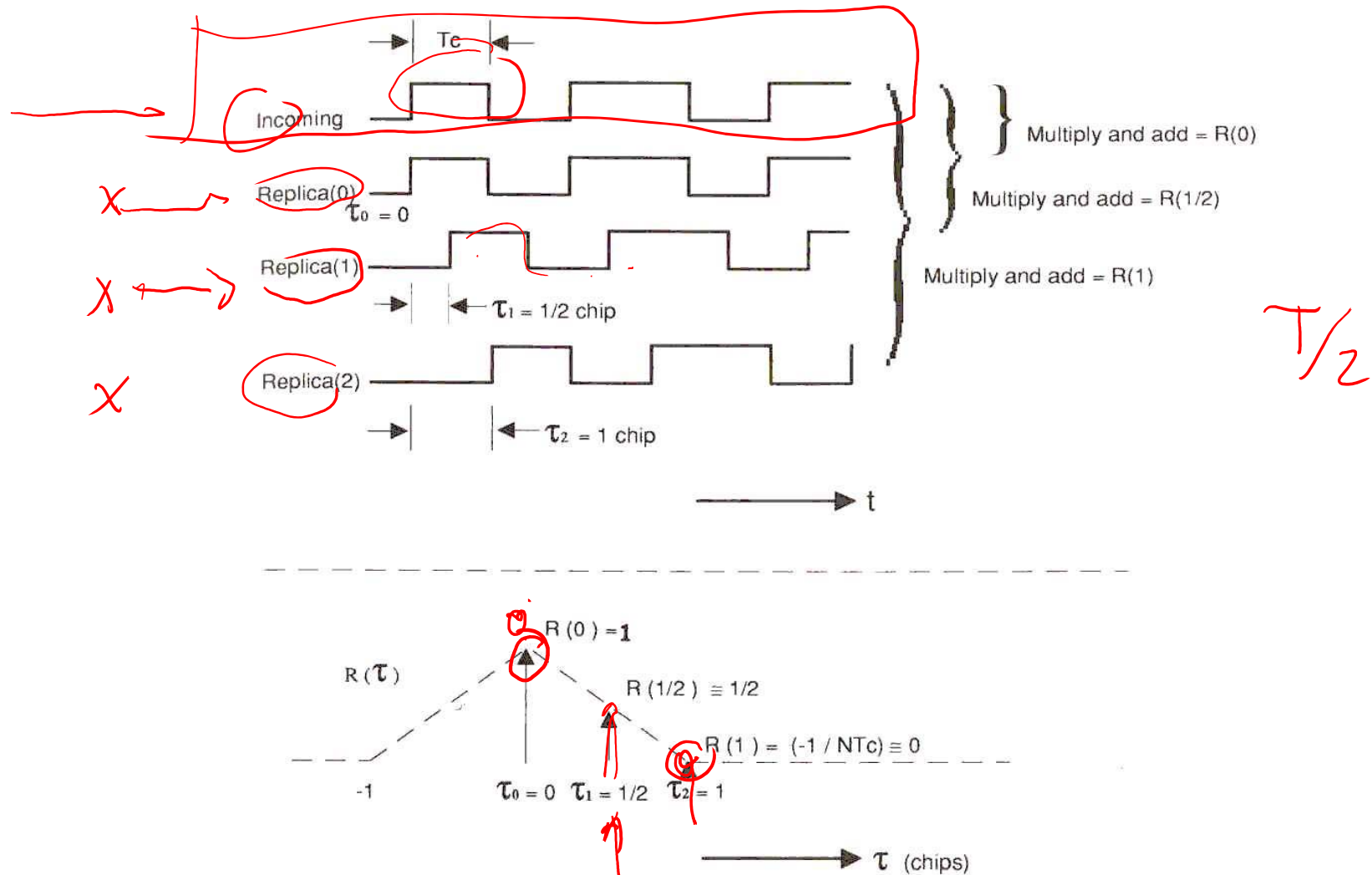
Utilizzazione dell'NCO nel loop

- *avendo la stima di ritardo di un dato impulso, si vuole predire il successivo*
- *gli impulsi codificati arrivano a distanza T , quindi serve un dispositivo che funzioni da “contatore” di intervalli elementari ($1/f_s$), fino ad arrivare a T*
- *arrivato a T , il dispositivo deve ricominciare a contare da zero, per l'impulso successivo: è dunque un oscillatore digitale*
- *se il ritardo stimato è in ritardo rispetto al tempo di arrivo della forma d'onda (come da uscita del discriminatore) è necessario ridurre T per compensare*
- *la riduzione di T si può effettuare facilmente aumentando la velocità di conteggio del contatore*
- *se il ritardo stimato è in anticipo rispetto al tempo di arrivo della forma d'onda (come da uscita del discriminatore) è necessario aumentare T per compensare*
- *l'aumento di T si può effettuare facilmente diminuendo la velocità di conteggio del contatore*
- *l'aumento e la velocità di conteggio di un NCO, si controllano in modo numerico, con la parola di ingresso al contatore*

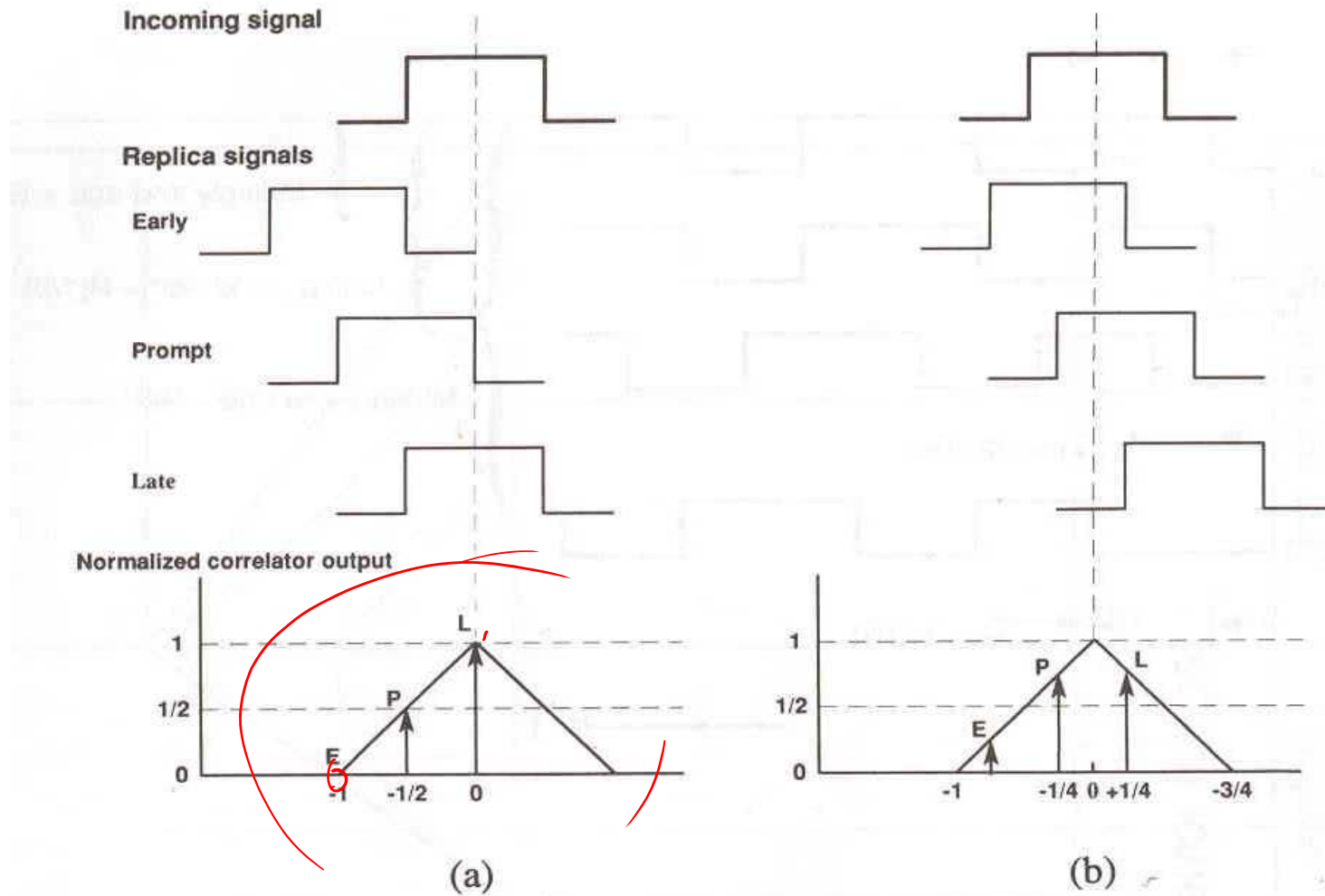
Il discriminatore

- per “raffinare” la stima mi serve un segnale di errore:
 - *segnale di valore zero se ho stima corretta*
 - *segnale con andamento monotono con l’errore*
- *si ricorda che la tecnica di stima basata sul calcolo del massimo dell’uscita del filtro adattato, porta ad annullare l’uscita di un filtro pari alla combinazione di filtro adattato e derivatore*
- *l’uscita di un tale filtro ha proprio le caratteristiche richieste ad un discriminatore*
- *stesso vale per approssimazioni, come in particolare per lo Early-Late Gates e per il Separated-Gates (approx del derivatore)*
- *possiamo utilizzare dunque questi schemi come discriminatori*

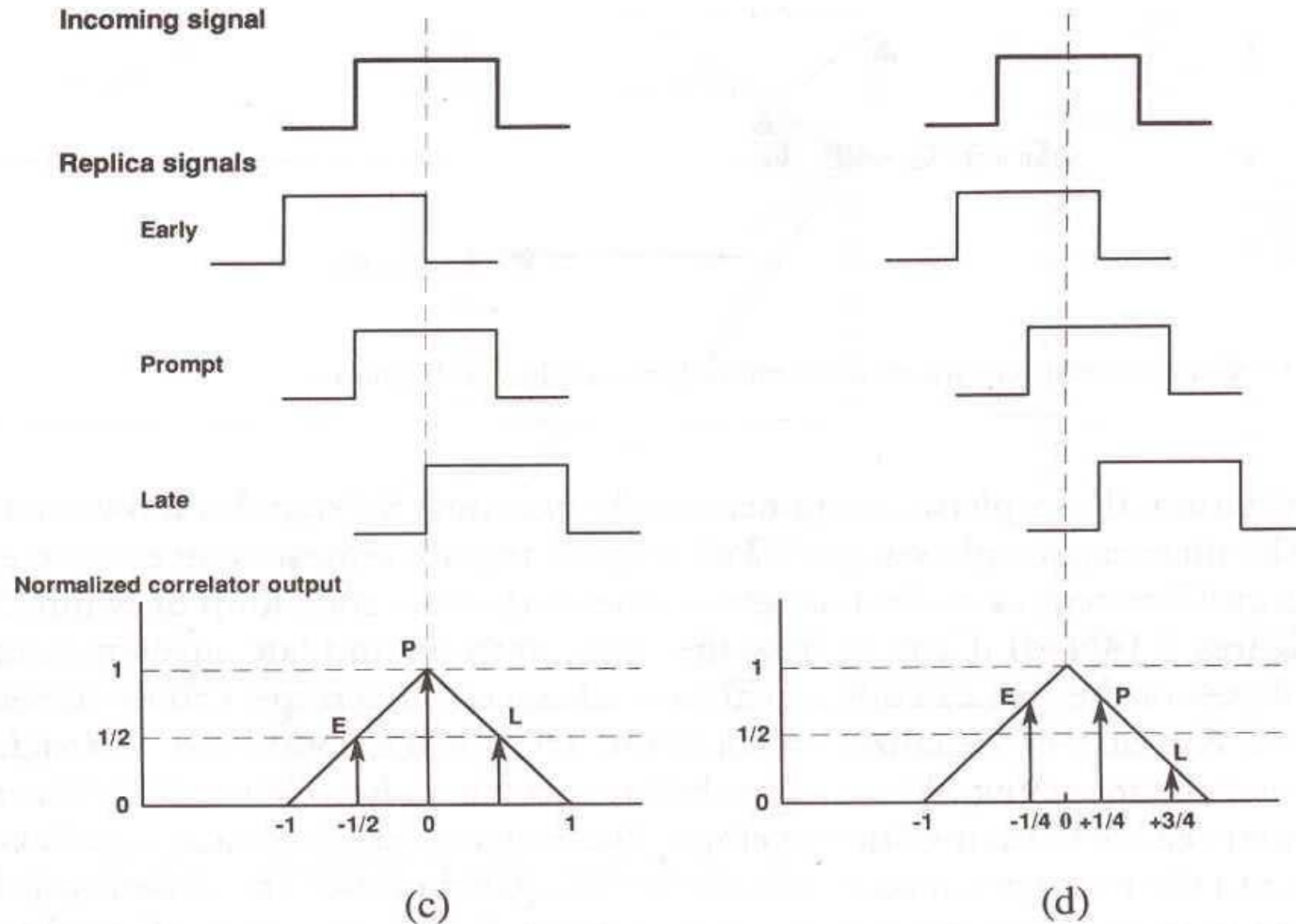
Filtro adattato e discriminatore (I)



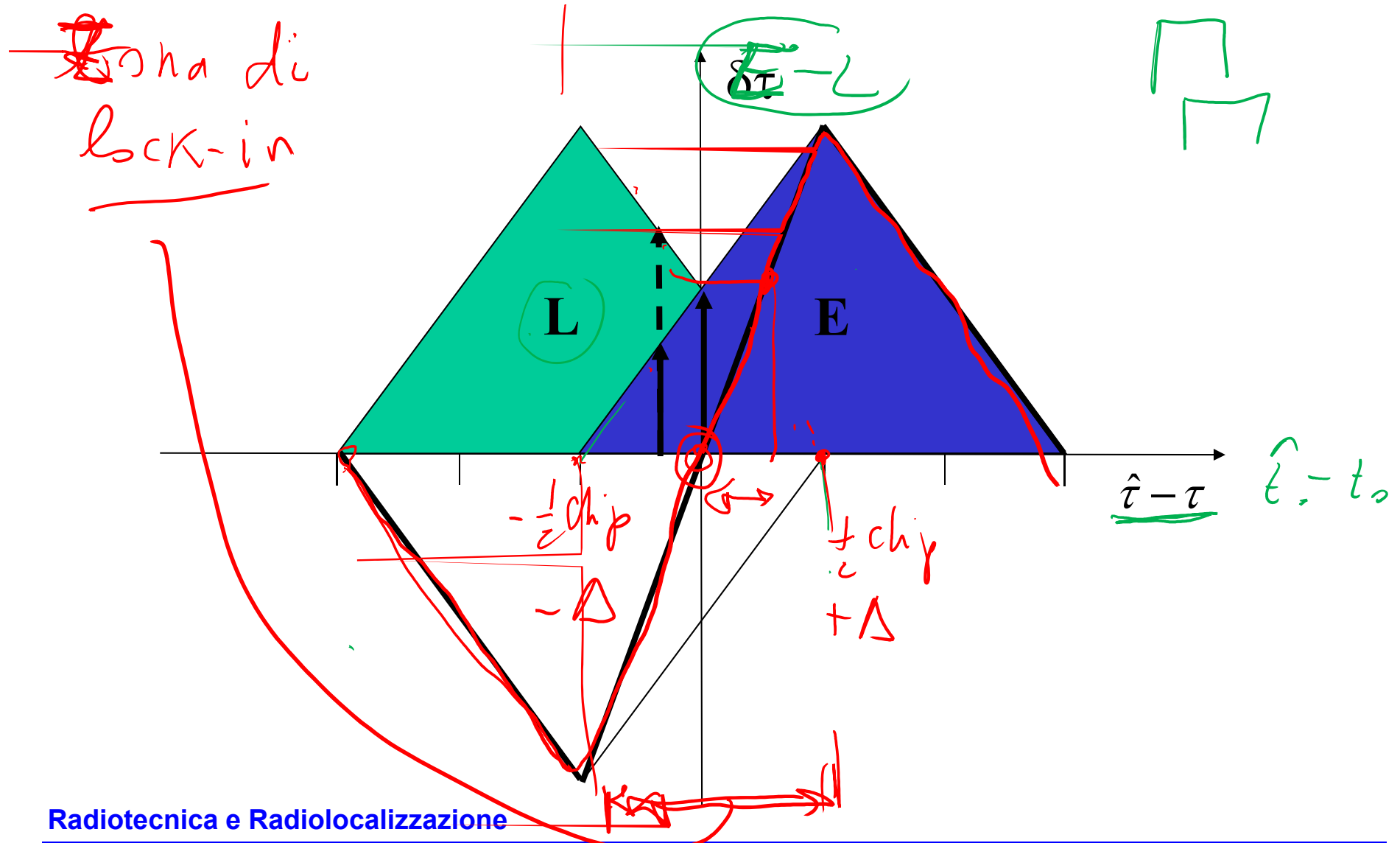
Filtro adattato e discriminatore (II)



Filtro adattato e discriminatore (III)



Filtro adattato e discriminatore (IV)

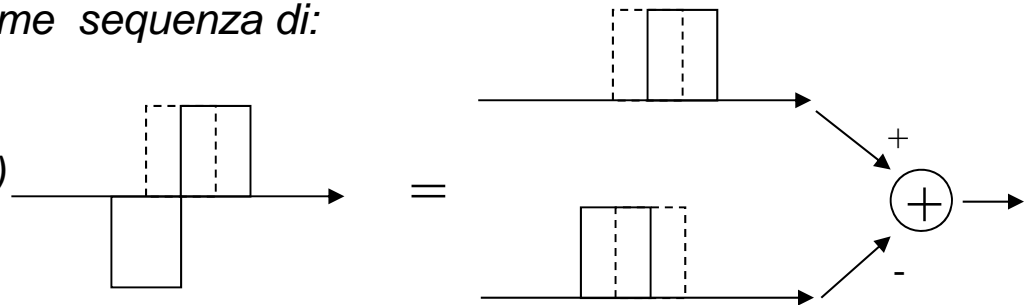


Discriminatore per segnali codificati (I)

- **Per impulso singolo:**

implementazione dello E-L Gates come sequenza di:

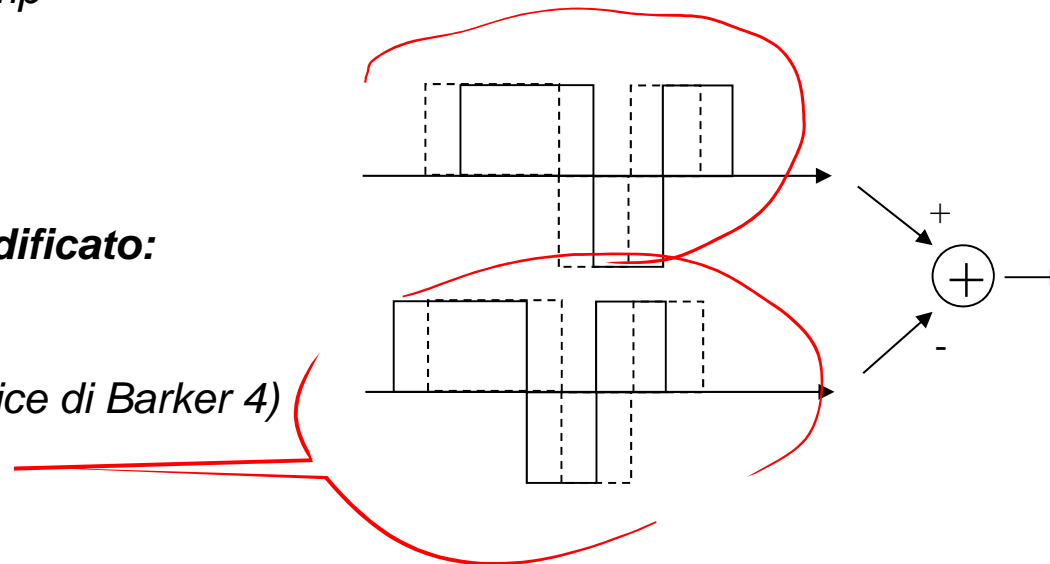
- prodotto con impulso stesso anticipato (Early) e ritardato (Late) di 1/2 chip



- Integrate & Dump
- Error detector

- **Per segnale codificato:**

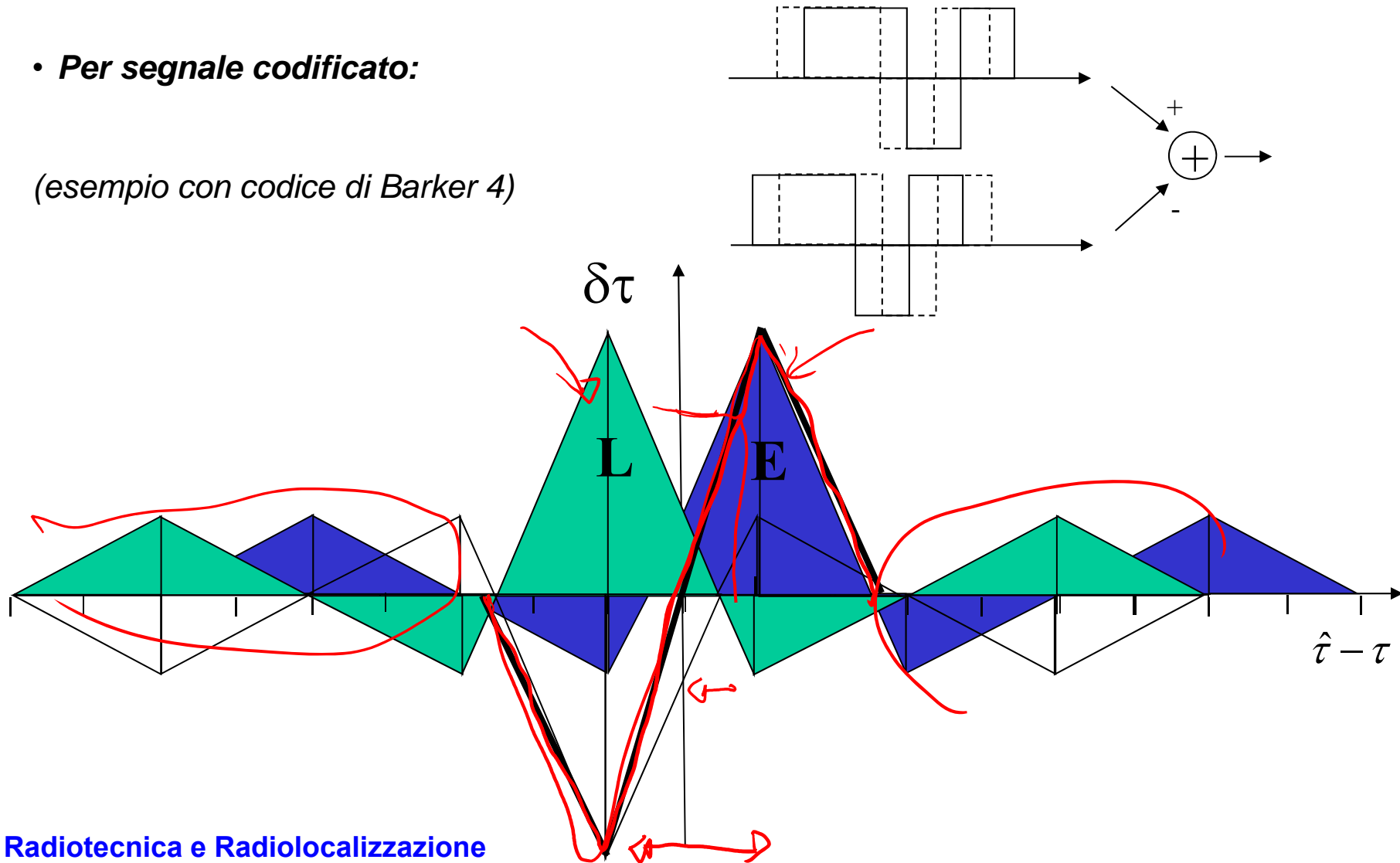
(esempio con codice di Barker 4)



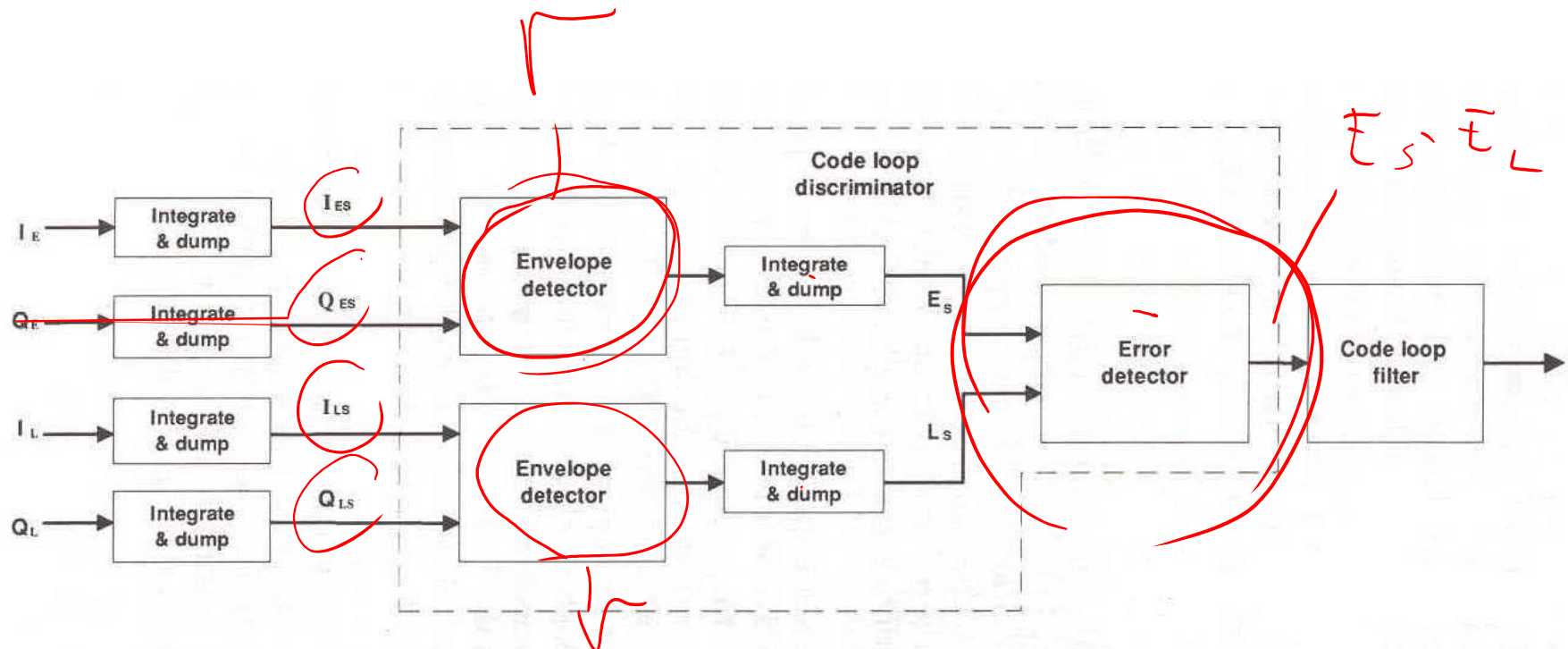
Discriminatore per segnali codificati (II)

- *Per segnale codificato:*

(esempio con codice di Barker 4)



Implementazione del discriminatore per il DLL



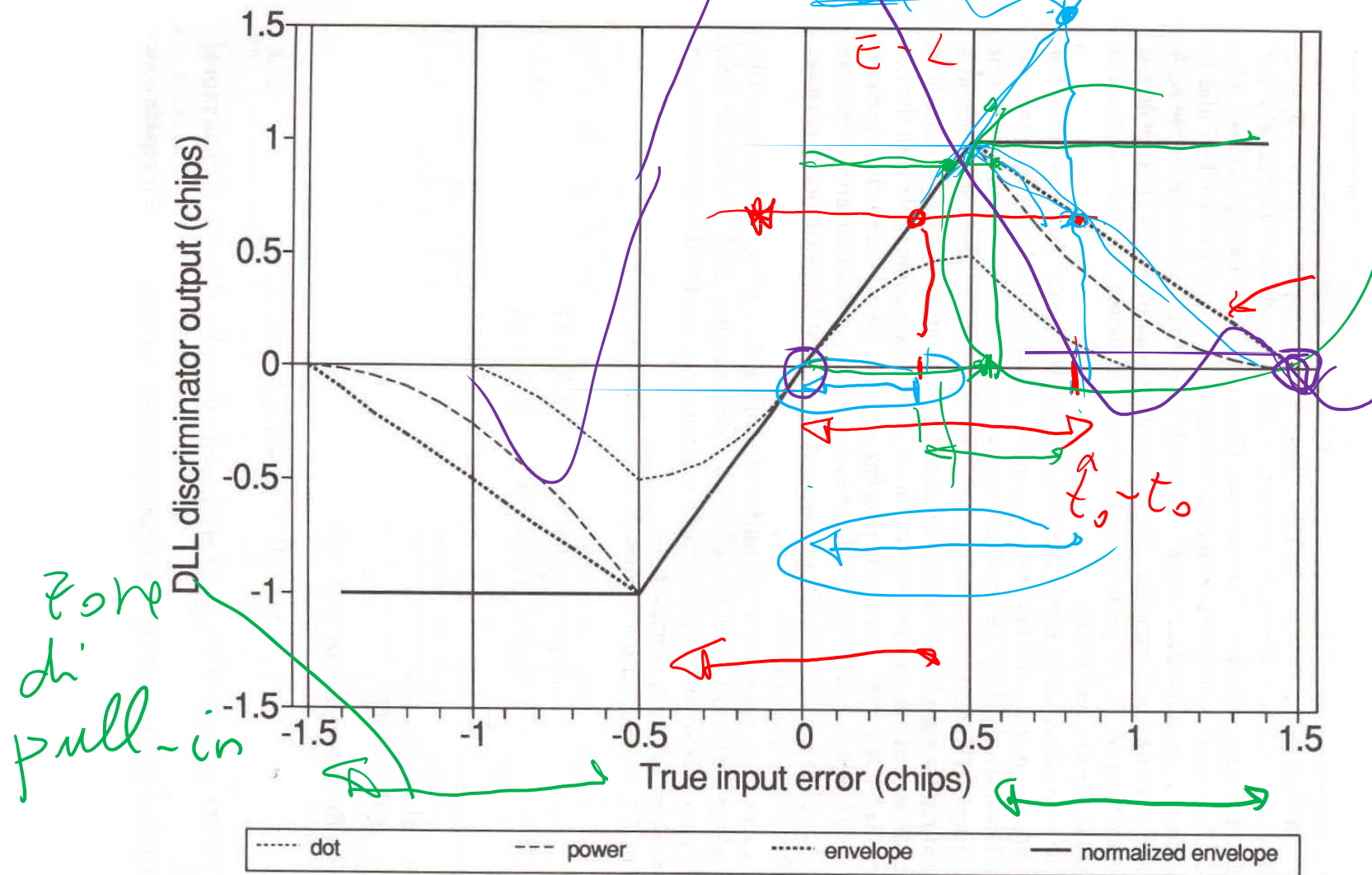
- implementazione dello E-L Gates come sequenza di
 - Integrate & Dump
 - Error detector

su due segnali: uno anticipato ed uno ritardato

Discriminatori per il DLL

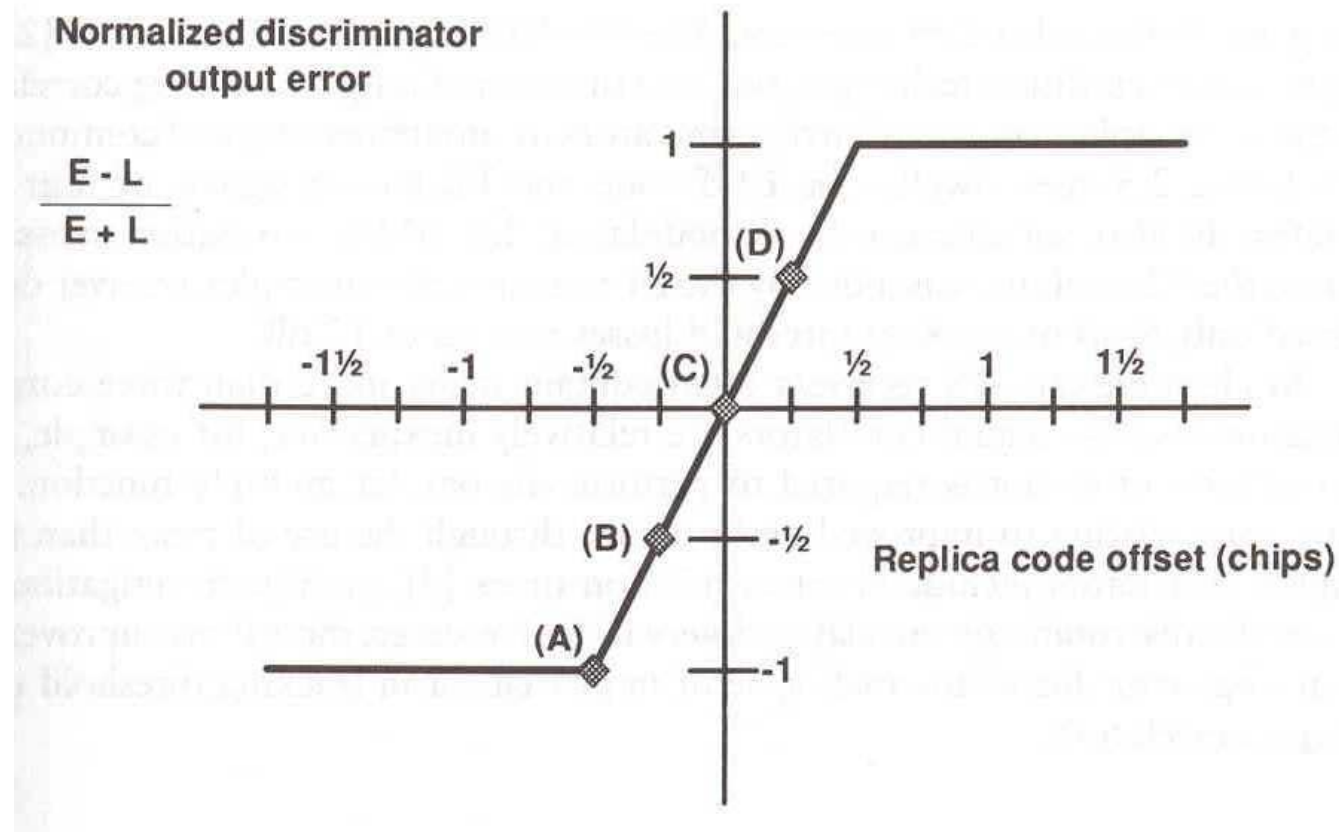
<i>Discriminator Algorithm</i>	<i>Characteristics</i>
$\sum(I_{ES} - I_{LS})I_{PS} + \sum(Q_{ES} - Q_{LS})Q_{PS}$	Dot product power. This is the only DLL discriminator that uses all three correlators and this results in the lowest baseband computational load. For 1/2 chip correlator spacing, it produces nearly true error output within $\pm 1/2$ chip of input error.
$\sum(I_{ES}^2 + Q_{ES}^2) - \sum(I_{LS}^2 + Q_{LS}^2)$	Early minus late power. Moderate computational load. Essentially the same DLL discriminator error performance as early minus late envelope within $\pm 1/2$ chip of input error.
$\frac{\sum\sqrt{(I_{ES}^2 + Q_{ES}^2)} - \sum\sqrt{(I_{LS}^2 + Q_{LS}^2)}}{\sum\sqrt{(I_{ES}^2 + Q_{ES}^2)} + \sum\sqrt{(I_{LS}^2 + Q_{LS}^2)}}$	Early minus late envelope. Higher computational load. For 1/2 chip correlator spacing, produces good tracking error within $\pm 1/2$ chip of input error.
$\frac{\sum\sqrt{(I_{ES}^2 + Q_{ES}^2)} - \sum\sqrt{(I_{LS}^2 + Q_{LS}^2)}}{\sum\sqrt{(I_{ES}^2 + Q_{ES}^2)} + \sum\sqrt{(I_{LS}^2 + Q_{LS}^2)}}$	Early minus late envelope normalized by the early plus late envelope to remove amplitude sensitivity. Highest computational load. For 1/2 chip correlator spacing, produces good tracking error within less than ± 1.5 chip of input error. Becomes unstable (divide by zero) at ± 1.5 chip input error.

Uscita dei discriminatori (DLL)

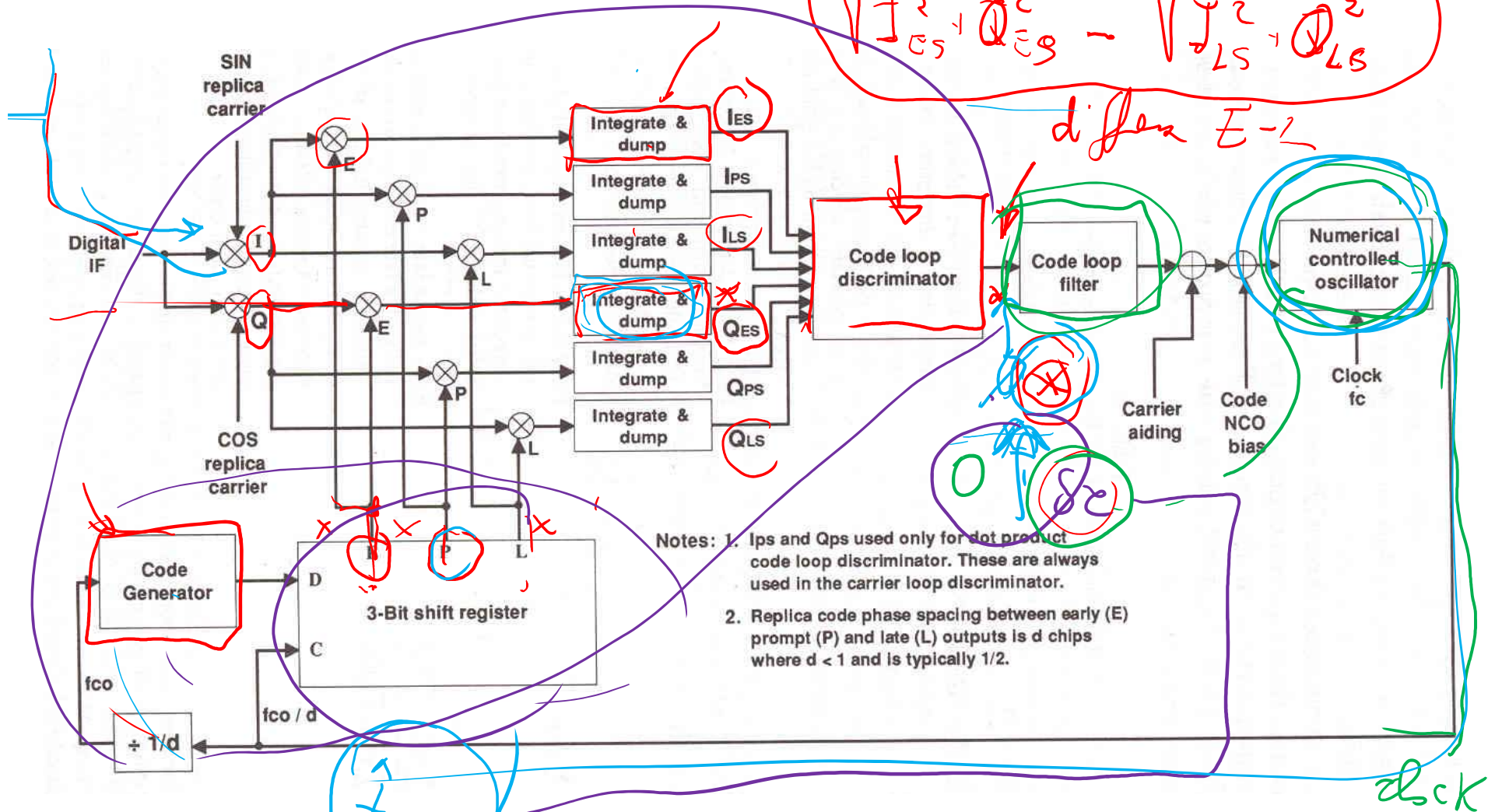


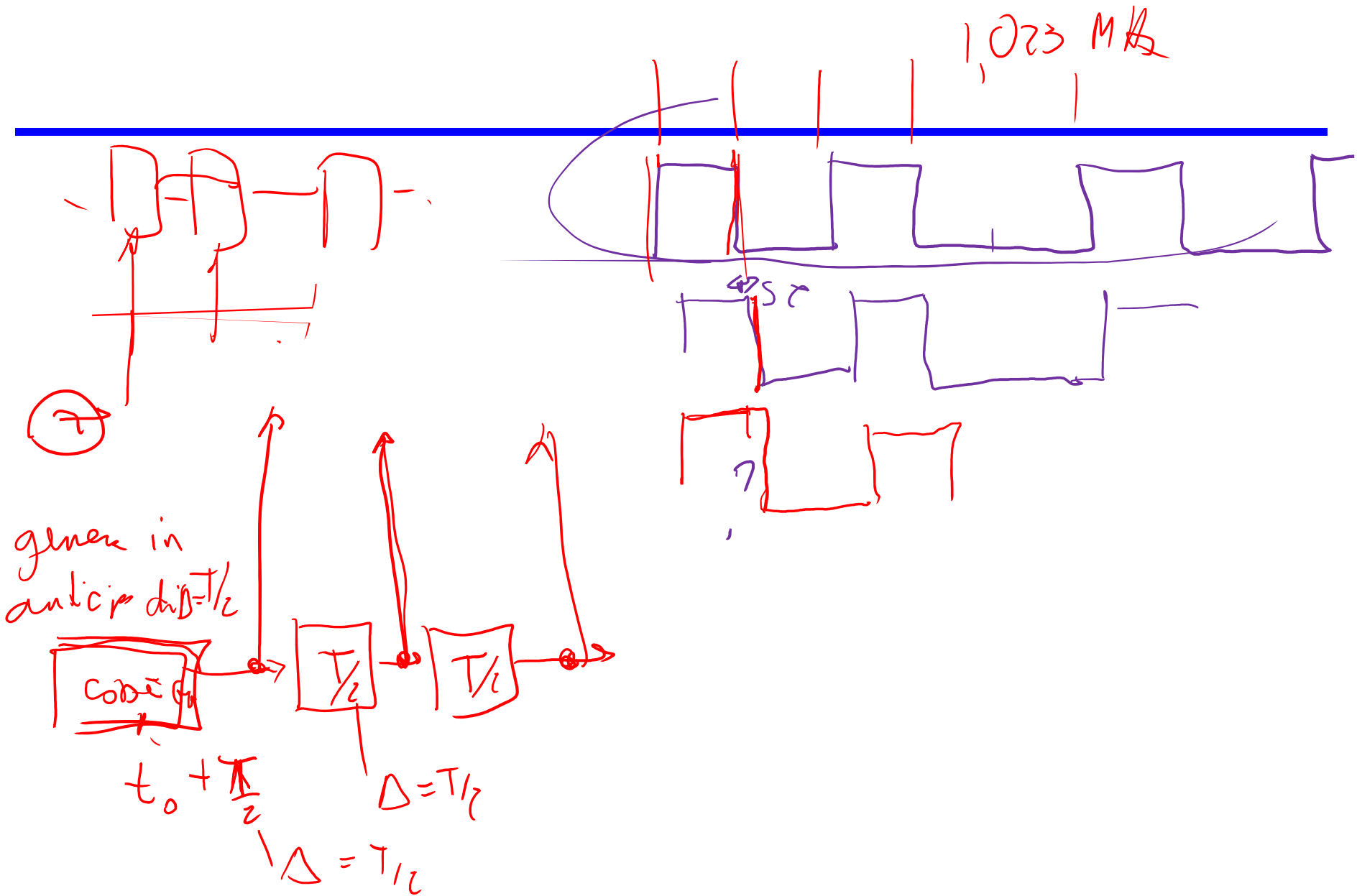
Radiotecnica e Radiolocalizzazione

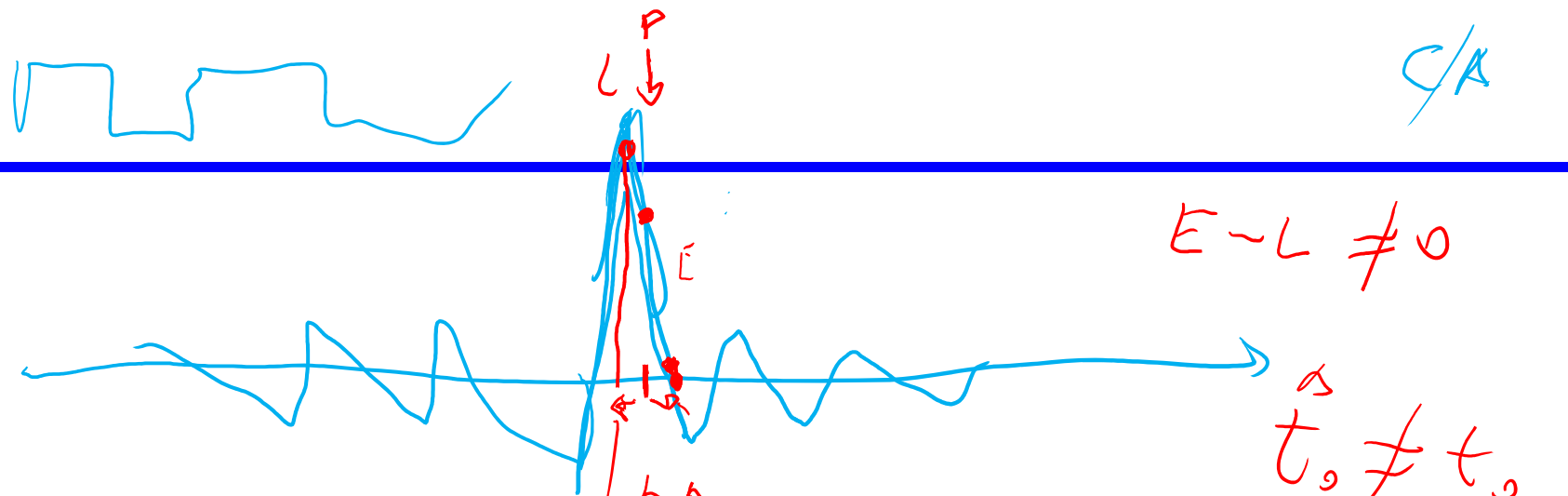
Esempio di uscita dal discriminatore del DLL



Schema del DLL

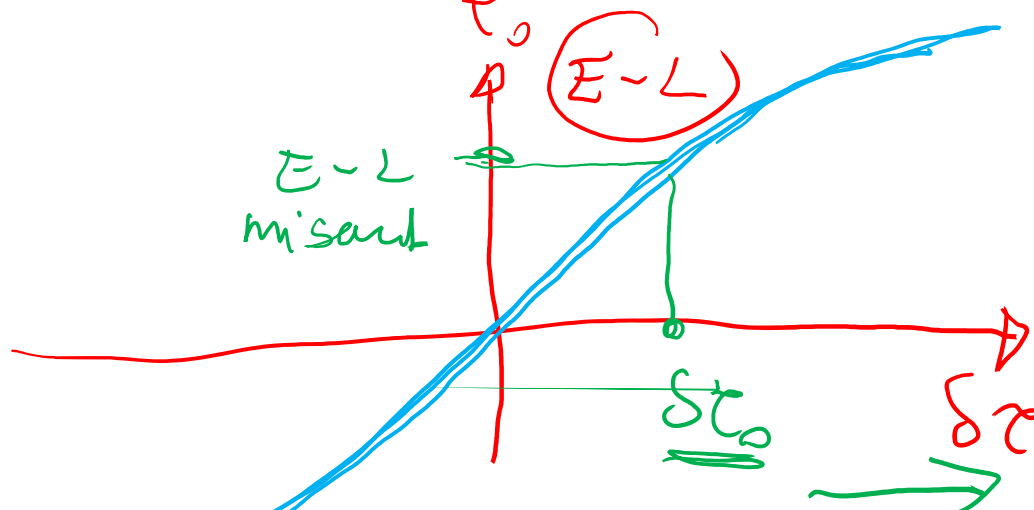






$t_0 - \Delta$
 t_0
 $t_0 + \Delta$

$t_0 \neq \hat{t}_0$
 $\delta t = \hat{t}_0 - t_0$



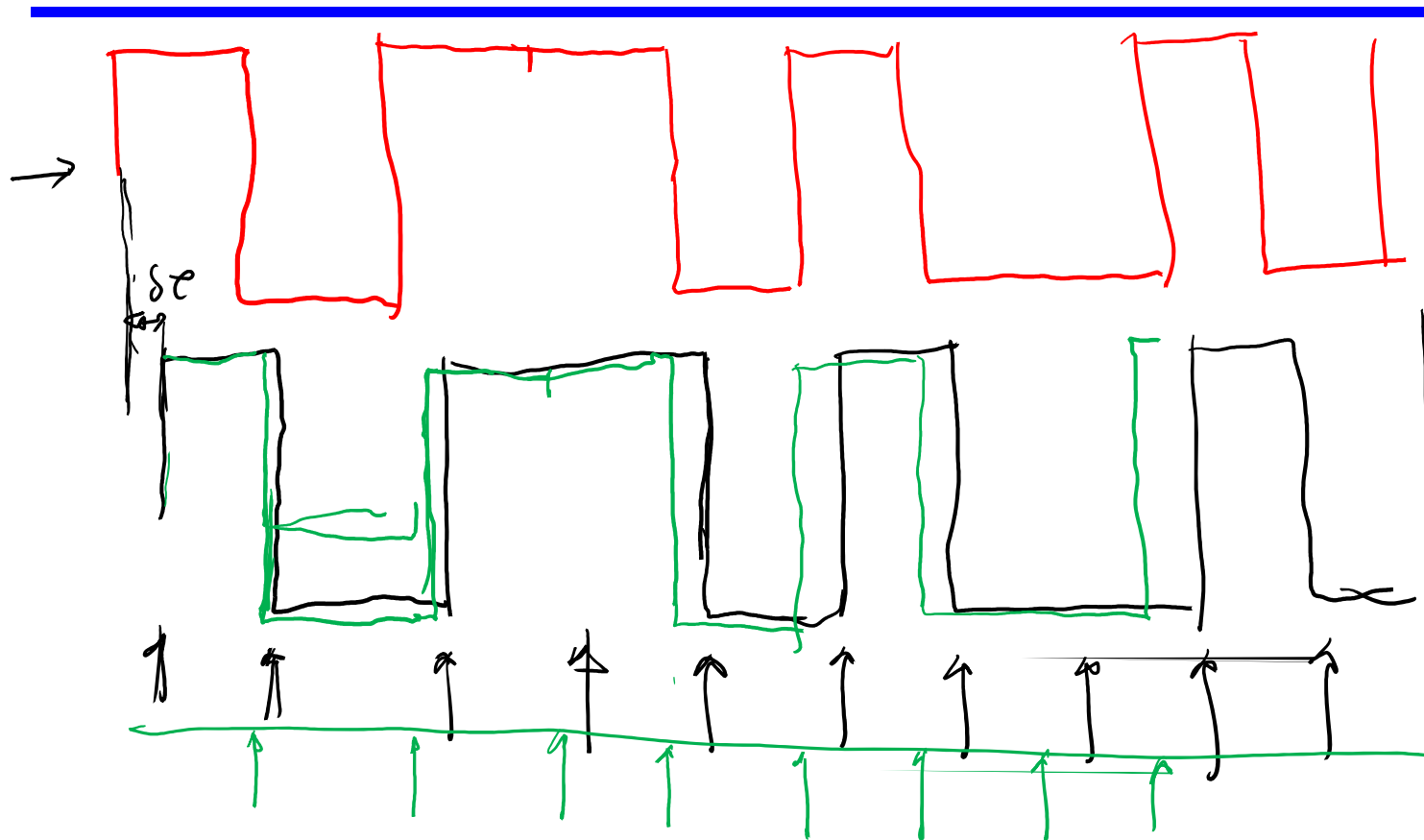
$E-L$
 misant

(E-L)

δt_0

δz

il nuovo
 $\hat{t}_0 = t_{oprc} - \delta z_0$



$$f_0 = 1.023 \text{ MHz}$$

$$f_1 > f_0$$

$\delta z = \delta M$ scalini di $(M_0 + \delta M)$

$f_0 = 1,023 \text{ MHz}$

