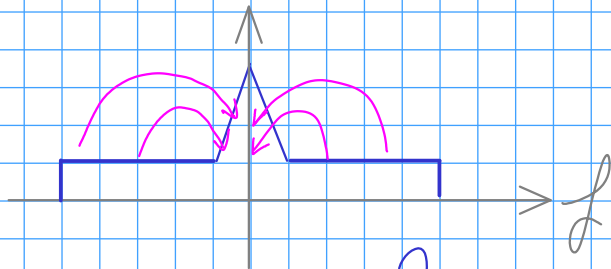


# CM - Chopper Modulation

5 DIC

viene utilizzata per superare i limiti delle tecniche AZ e CDS legati alla sovrapposizione del rumore  $S_{BB}$  dovuto al campionamento



vengono eliminati rumore flicker e offset  
ma introduce in banda base repliche di  $S_{BB}$   
per introduzione di aliasing dovuto al  
sotto campionamento del rumore  $S_{BB}$

maggiore rumore termico in banda base corrisponde ad un maggiore consumo di corrente per silenziarlo

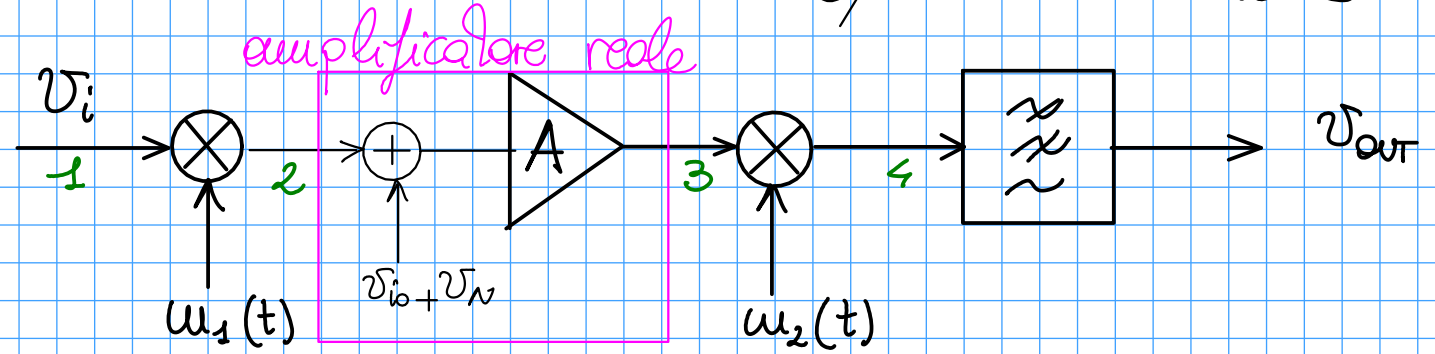
Se  $S_{BB}$  elevato (in caso di sorgente molto rumorosa, ad es. ad elevata  $R$ )  
e la specifica sulla corrente mi limita il consumo

→ tecniche CDS e AZ falliscono, utilizzo la Chopper Modulation  
in confronto le tre tecniche riportano in banda base

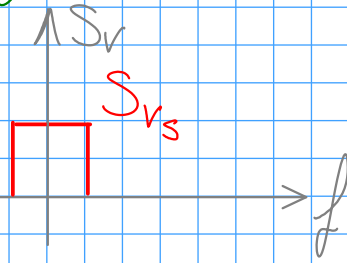
CDS	$4 n S_{BB}$
AZ	$2 n S_{BB}$
CH	$S_{BB}$

andiamo a vedere perché e come  
può essere realizzato

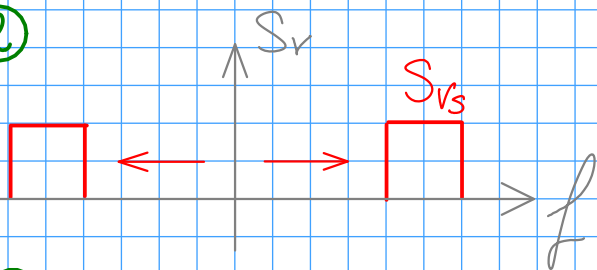
in questo caso consideriamo in ingresso il **segnale** e la componente di **rumore** e percorriamo la catena di modulazione/demodulazione  
 in ingresso troviamo solo il **segnale** 1



①

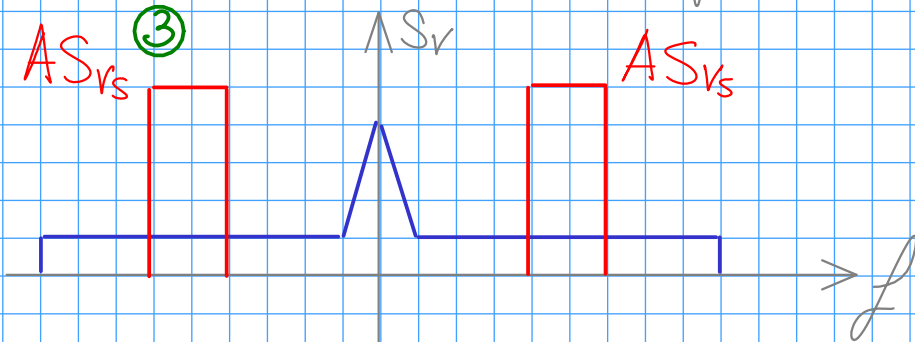


②



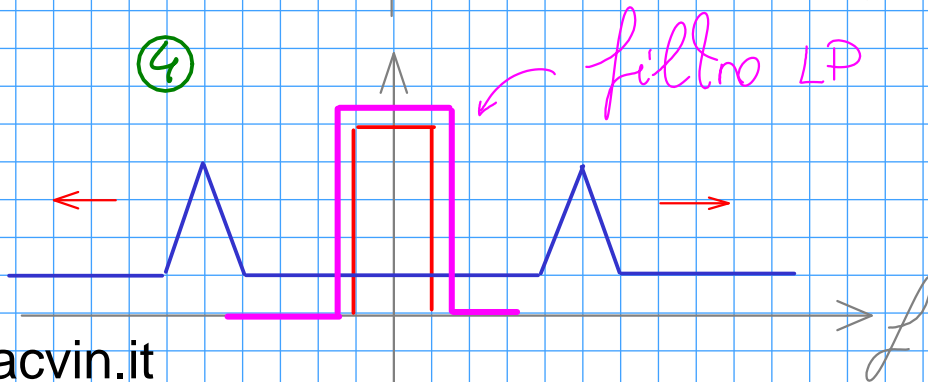
nella fase di modulazione avviene la traslazione in frequenza di  $S_{r_s}$  (nota il rumore dell'amplificatore ancora non è presente)

③



introduco rumore e offset e amplifico il segnale di A

④

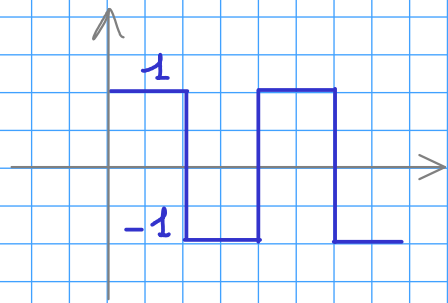


demodulazione trasla spettri di rumore e di segnale, in banda base ritroviamo spettro del segnale amplificato e una sola replica del  $S_{BB}$

Come realizzo moltiplicatori?  
soprattutto il modulatore, perché rumore va a sommarsi a quello dell'amplificatore

→ cella di Gilbert funziona solo a bipolari, nei MOS è difficile eliminare rumore e offset

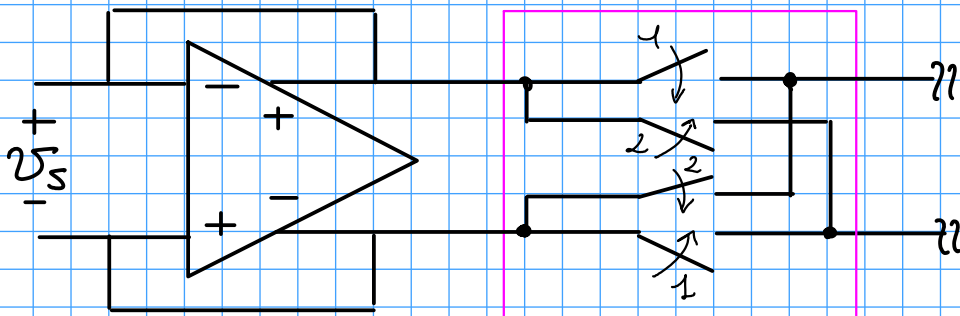
→ interruttori MOS



utilizzo onda quadra NRZ, per la facilità realizzativa  
alternativo un amplificatore fully differential e  
una matrice di scambio a MOS

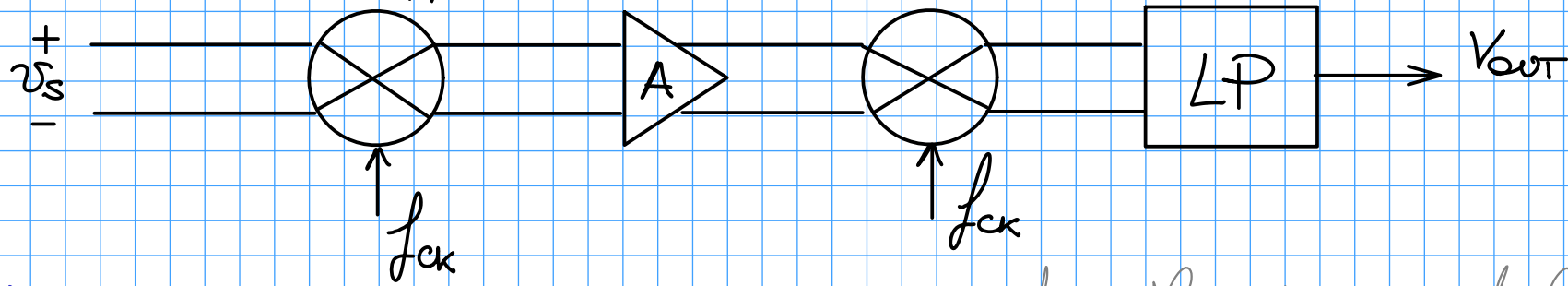
nel caso del primo moltiplicatore possiamo realizzare il circuito  
con 4 interruttori MOS

matrice di scambio a MOS



utilizzando pass gate si ottengono  
 $R_{on} \sim 60 \Omega$ , rumore termico  
trascurabile

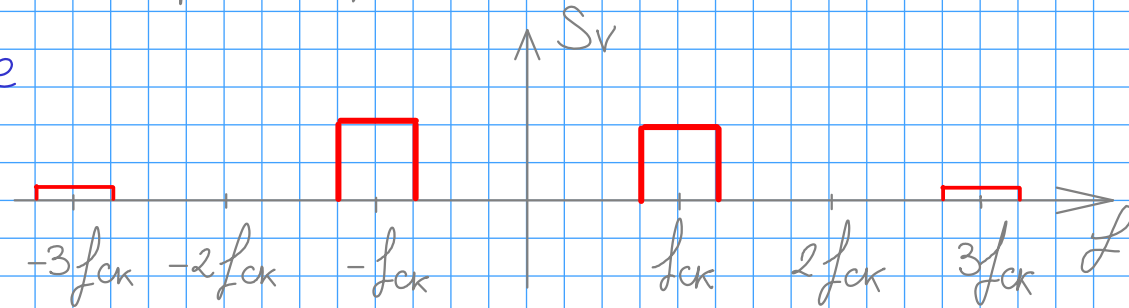
il circuito chopper diretto



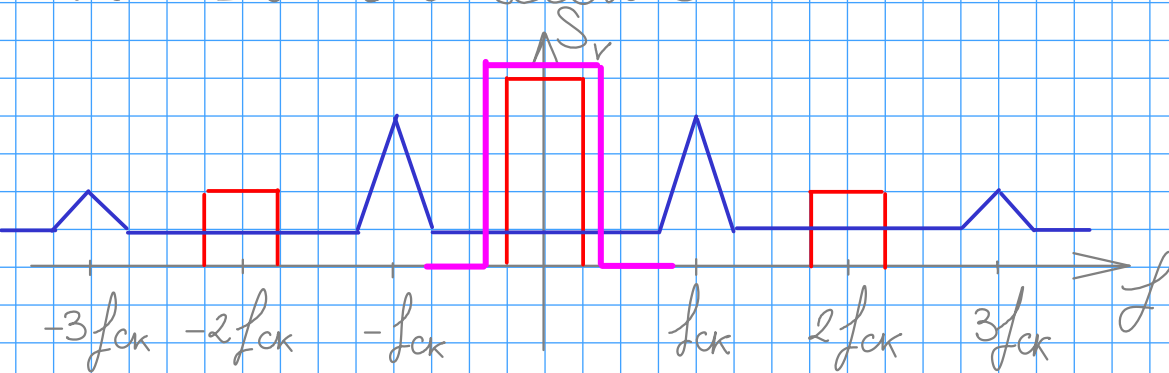
L'utilizzo di un'onda quadra a frequenza  $f_{ck}$  come modulante introduce repliche dello spettro sui multipli dispari di  $f_{ck}$

in uscita del secondo

dopo il primo modulatore invariato



se si utilizza una frequenza  $f_{ck}$  tale da avere  $B/f_{ck} > 5$ , il segnale in uscita dal filtro è approssimabile al caso ideale

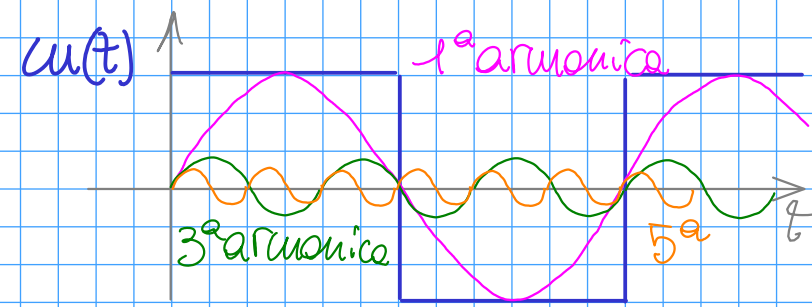


se  $B/f_{ck} > 5$  e  $f_H \text{ filtro} < f_{ck}$

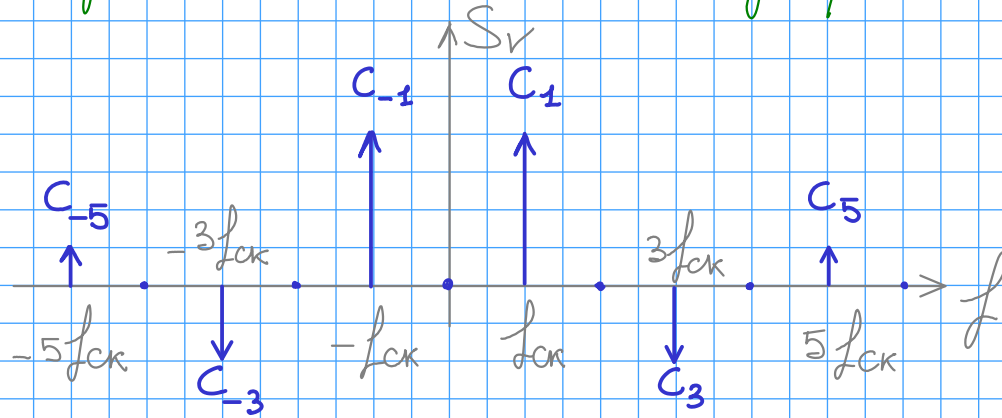
- + attenuazione componenti sulle armoniche dispari attenuate di  $1/n^2$
- + contributo flicker ridotto quanto più è elevata  $f_{ck}$
- = in banda base riprodotto solo una replica di  $S_{BB}$

con approccio analitico si può dire secondo la serie di Fourier:

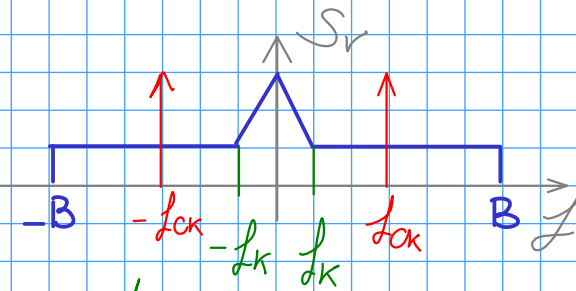
modulare per un'onda quadra è equivalente ad una modulazione con  $N$  (in teoria infinite) funzioni sinusoidali di frequenza  $(2n+1)f_k$  e decrescenti in ampiezza



Sviluppo in serie di Fourier dell'onda quadra NRZ, dove infatti la componente continua  $c_0$  è nulla



Se si utilizza una frequenza  $f_{ck} > f_k$  lo spettro residuo in banda base sarà costante e pari a  $S_{BB}$



sovrapposizione delle varie onde sinusoidali di cui è composta  $u(t)$

$$v_m(t) = v_{m, BB}(t) \sum_{-\infty}^{+\infty} c_i c_{-i}$$

segnale reale pari, vale la simmetria hermitiana

$$c_{-i} = c_i^* \rightarrow c_i c_{-i} = |c_i|^2$$

$$S_{v_m}(0) = S_{BB} \sum |c_i|^2 \text{ per onde quadra di potenza unitaria e } B \text{ infinito}$$

$$S_{v_m}(0) = S_{BB}$$



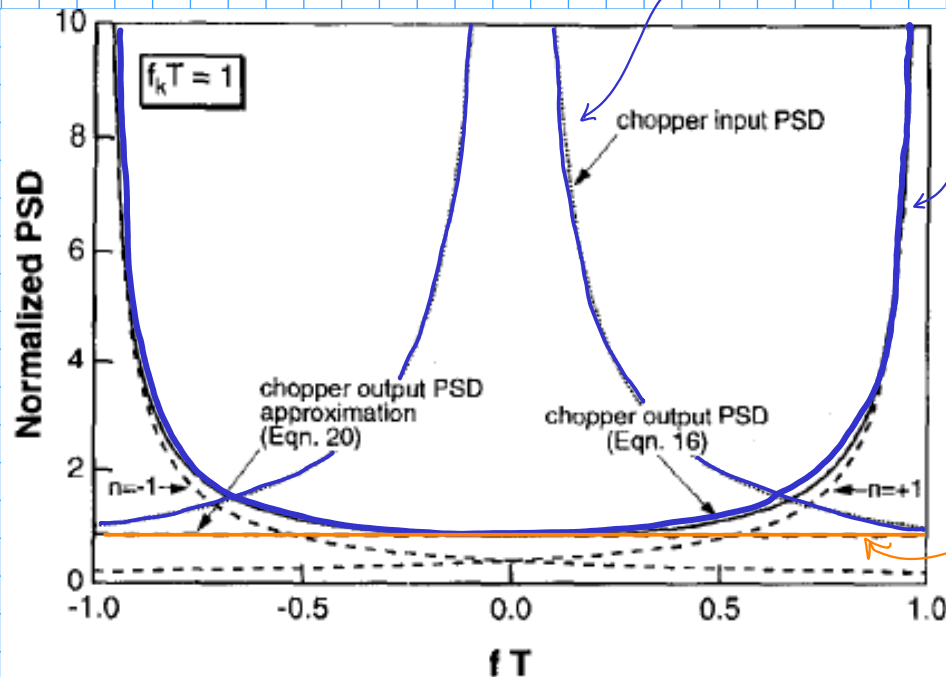
A voler essere pignoli andrebbe considerato anche il contributo del rumore flicker residuo

la componente flicker possiamo esprimerla in funzione di  $S_{BB}$

$$S_{ny}(f) = S_{BB} \frac{f_k}{|f|} = S_{BB} \frac{f_k T}{|f T|}$$

attraverso dati sperimentali è possibile misurare la componente flicker residua

rumore in uscita dall'amplificatore



rumore dopo la modulazione, traslazione a  $\pm f_k$

componente di rumore flicker residua, corrisponde a circa 0,8525 del valore normalizzato

in totale quindi si ha

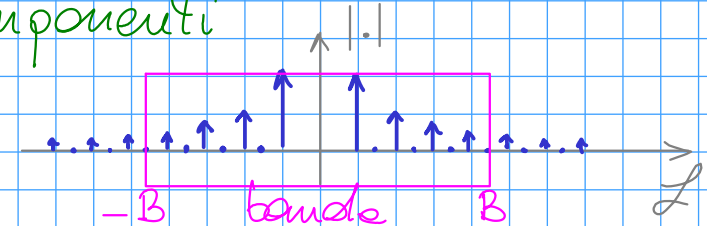
$$S_{CH}(0) = S_{BB} (1 + 0,8525 f_k T_{ck})$$

risultato più accurato

# Limiti della tecnica CM

→ amplificatore con banda  $B$  non infinita

nessun problema di funzionamento, solo in uscita non si avrà esattamente un segnale  $A \cdot v_s$  ma un  $A' v_s$  con  $A' < A$   
dallo sviluppo di Fourier dell'onda quadra, i componenti  $c_i$  sono infiniti (ma decrescenti in ampiezza)



nella sommatoria si avrà  $\sum_{i=-N}^N |c_i|^2$  limitando di fatto le potenze in uscita, sia del rumore sia del segnale **SNR inalterato**

△ banda non infinita significa anche l'introduzione di un ritardo tra i due modulatori. Stesso ritardo deve essere introdotto tra  $u_1$  e  $u_2$  per assicurare una corretta demodulazione

note: il guadagno  $A$  non compare come limite perché non abbiamo considerato una possibile saturazione dell'amplificatore

si richiede un valore di  $A$  preciso e non elevato

preciso perché compare nell'amplificazione del segnale  
normalmente vale la regola

non elevato perché l'amplificazione dell'offset in ingresso non deve portare il sistema alla saturazione

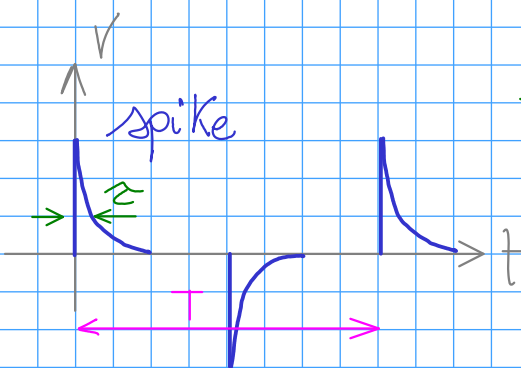
area → minor offset e maggior  $A$

→ mos interruptori

per effetti di:

→ clock feedthrough  
→ charge injection  
→ leakage current

in uscita dai modulatori troviamo spike di rumore, compatibili con i disturbi di intermodulazione



siccome la costante tempo degli impulsi  $z$  è notoriamente molto minore del periodo di modulazione  $T_{ck}$

→ gli spike hanno frequenza superiore alla  $f_{ck}$  e alla banda del filtro passa basso

per quanto riguarda le cause degli spike, le tecniche per ridurre gli effetti le abbiamo già viste:

- controllo delle capacità  $C_{db}$  e  $C_{sb}$  per l'iniezione di carica
- utilizzo di dummy mos per assorbire le variazioni di carica
- pass gate cmos (con i limiti dovuti al matching dei canali)