



ΕΛΛΗΝΙΚΗ ΔΗΜΟΚΡΑΤΙΑ  
Εθνικό και Καποδιστριακό  
Πανεπιστήμιο Αθηνών

HELLENIC REPUBLIC  
National and Kapodistrian  
University of Athens



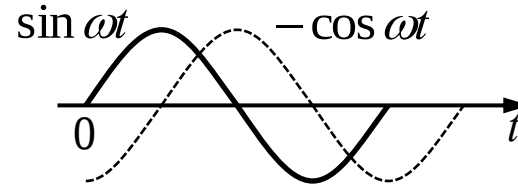
# Εισαγωγή στη Σχεδίαση Κυκλωμάτων RF

*Αρχιτεκτονικές Πομποδεκτών*

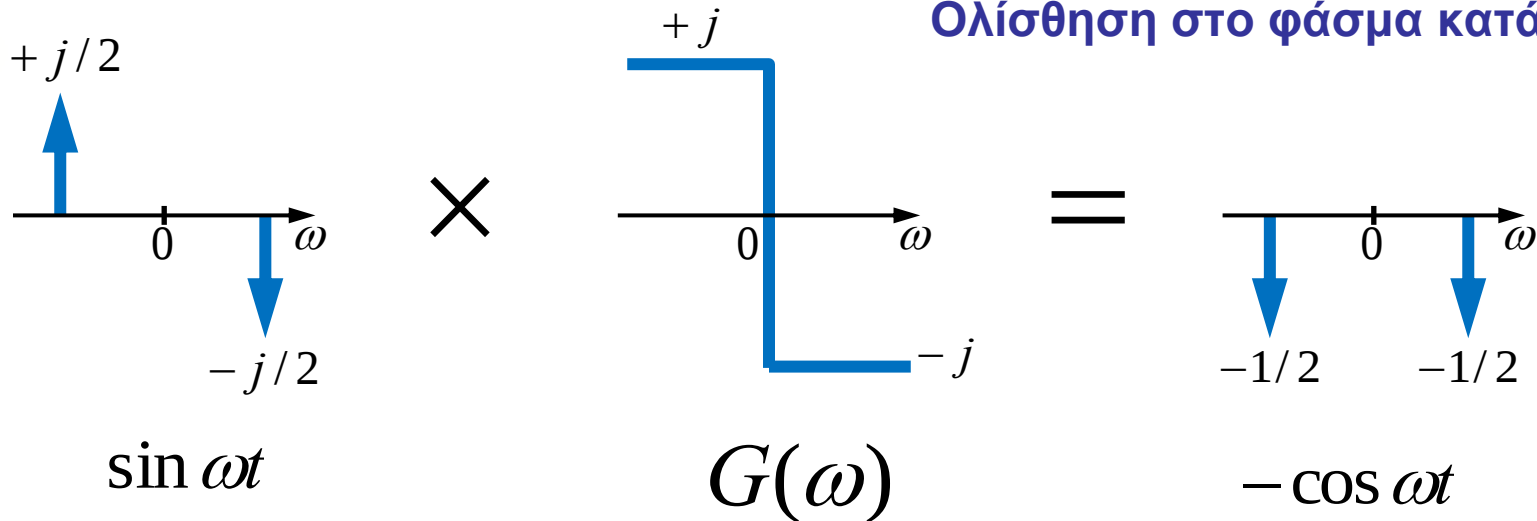
# Δέκτης Απόρριψης Ειδώλου

Ολίσθηση φάσης κατά  $90^\circ$  επιτυγχάνεται σε ένα σήμα στενής ζώνης, αν το φάσμα του πολλαπλασιαστεί επί την συνάρτηση  $G(\omega)$   $G(\omega) = -j \cdot \text{sgn}(\omega)$

Ολίσθηση στον χρόνο κατά  $90^\circ$



Ολίσθηση στο φάσμα κατά  $90^\circ$



# Δέκτης Απόρριψης Ειδώλου

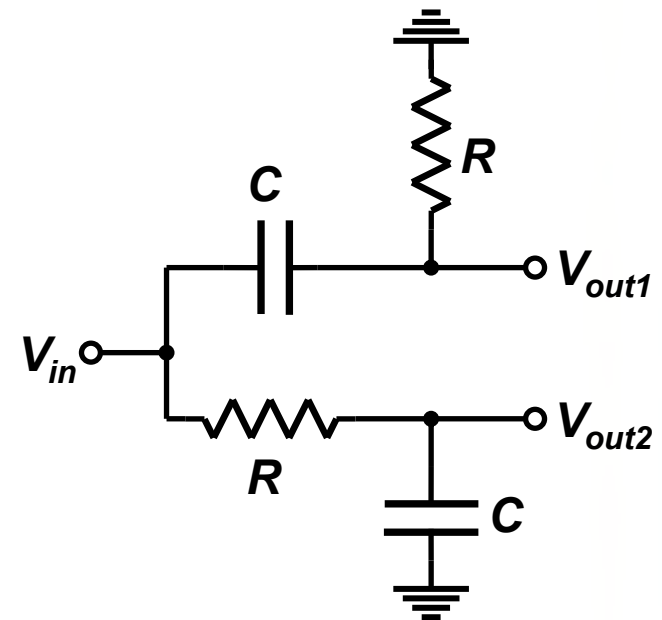
Με την ολίσθηση φάσης κατά  $90^\circ$  :

$$\sin \omega t \rightarrow -\cos \omega t$$

$$\cos \omega t \rightarrow \sin \omega t$$

**δηλαδή**  $t \rightarrow t - \frac{T}{4}$

Μπορεί να υλοποιηθεί με φίλτρα RC-CR



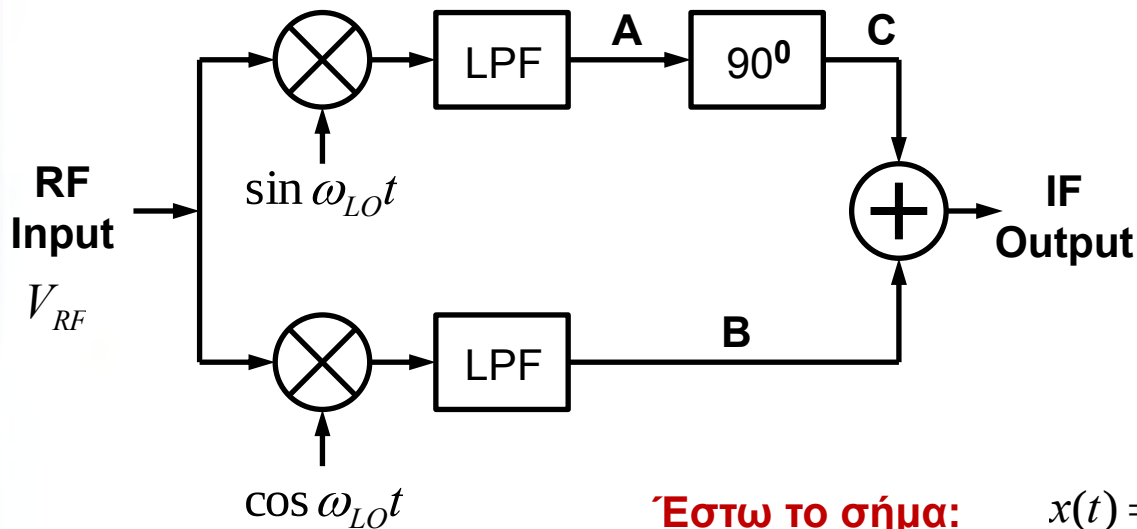
Για ημιτονική είσοδο με συχνότητα  $\omega$ , η ολίσθηση φάσης για το  $V_{out1}(t)$  και το  $V_{out2}(t)$  είναι:

$$\pi/2 - \tan^{-1}(RC\omega) \quad \text{και} \quad -\tan^{-1}(RC\omega) \quad \text{αντίστοιχα.}$$

Έτσι οι έξοδοι  $V_{out1}(t)$  και  $V_{out2}(t)$  έχουν διαφορά φάσης  $90^\circ$  σε όλες τις συχνότητες.

# Δέκτης Απόρριψης Ειδώλου Αρχιτεκτονική Hartley

Η ιδέα (SSB, 1928, Hartley) είναι να επεξεργαστούμε διαφορετικά το σήμα από το είδωλο και να αντισταθμίσουμε τα αποτελέσματα.

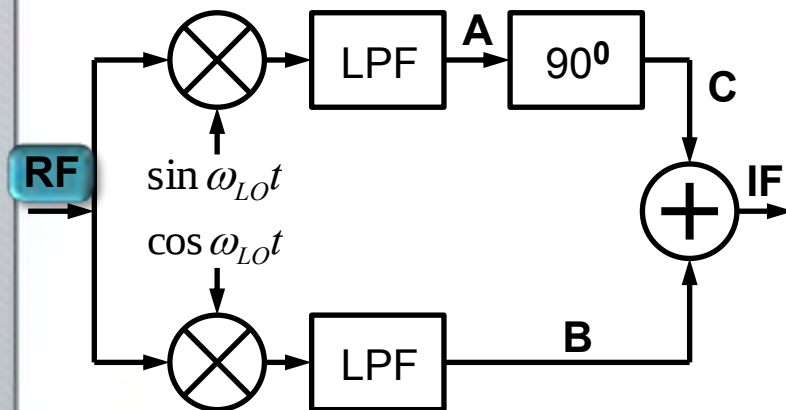


Έστω το σήμα:  $x(t) = A_{RF} \cos(\omega_{RF}t) + A_{im} \cos(\omega_{im}t)$

Θεωρούμε επίσης low side injection:  $\omega_{RF} - \omega_{LO} = \omega_{LO} - \omega_{im} = \omega_{IF}$

# Αρχιτεκτονική Hartley

Αν πολλαπλασιάσουμε με τις φάσεις του LO και αγνοήσουμε τις υψηλές συχνότητες, θα έχουμε:



$$x_A(t) = \frac{A_{RF}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \frac{A_{im}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{im})t$$

$$x_A(t) = -\frac{A_{RF}}{2} \sin(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \frac{A_{im}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{im})t$$

$$x_B(t) = \frac{A_{RF}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \frac{A_{im}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{im})t$$

Λόγω της φασματικής ολίσθησης του  $x_A(t)$  :

$$x_C(t) = +\frac{A_{RF}}{2} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t - \frac{A_{im}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{im})t$$

Η πρόσθεση του και του  $x_C(t)$  και του  $x_B(t)$  δίνει:

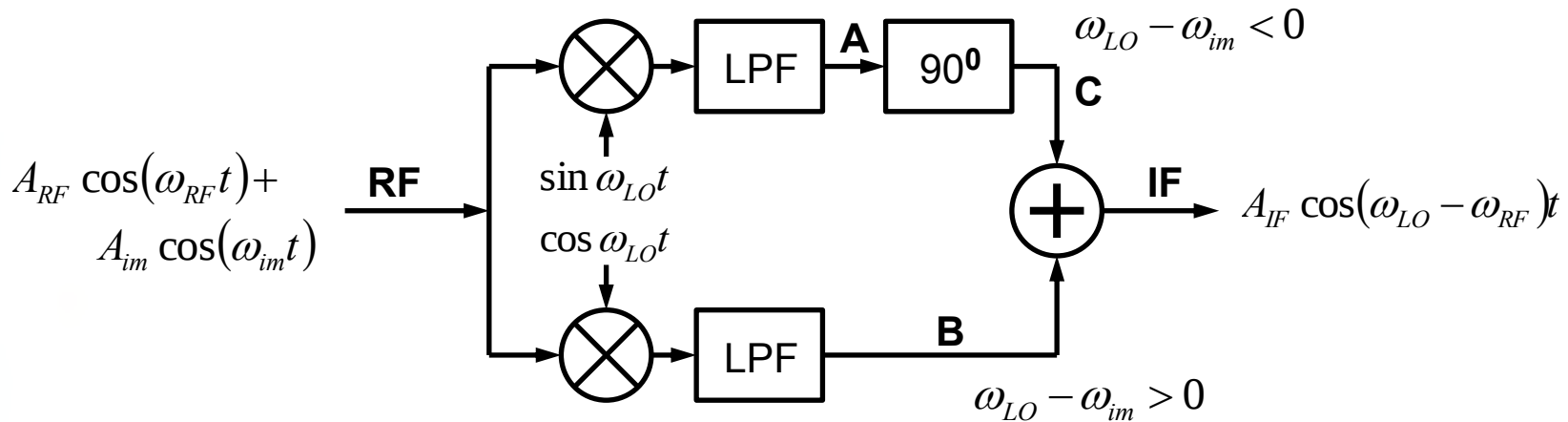
$$x_{IF}(t) = A_{RF} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t$$

$$\omega_{RF} - \omega_{LO} = \omega_{LO} - \omega_{im} = \omega_{IF}$$

$$A_{RF} \cos(\omega_{RF}t) + A_{im} \cos(\omega_{im}t)$$

# Αρχιτεκτονική Hartley

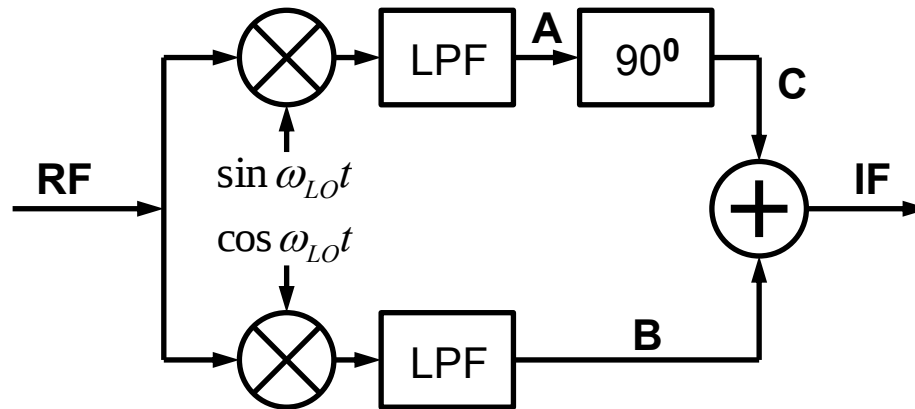
Το κλειδί για την κατανόηση της απόρριψης του ειδώλου είναι πως στους κόμβους B και C το πρόσημο στο σήμα είναι το ίδιο (θετικό), ενώ στο είδωλο έχουμε αντίθετο πρόσημο.



Το κύκλωμα Hartley μπορεί να αναλυθεί και γραφικά

# Αρχιτεκτονική Hartley

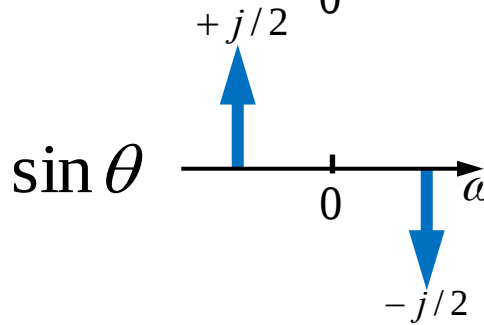
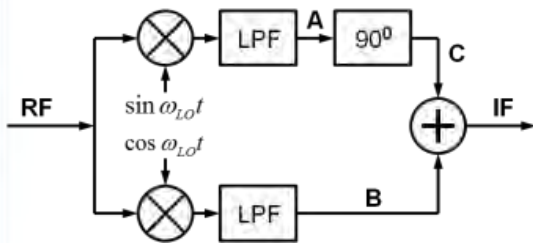
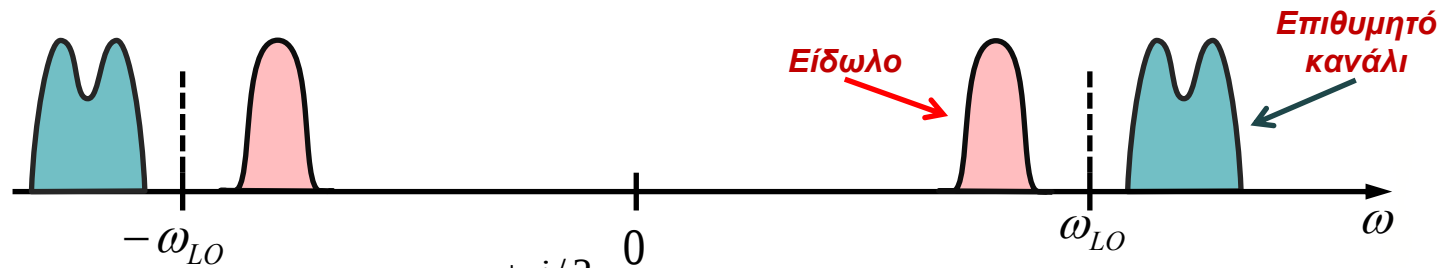
Το κλειδί για την κατανόηση της απόρριψης του ειδώλου είναι πως στους κόμβους B και C το πρόσημο στο σήμα είναι το ίδιο (θετικό), ενώ στο είδωλο έχουμε αντίθετο πρόσημο.



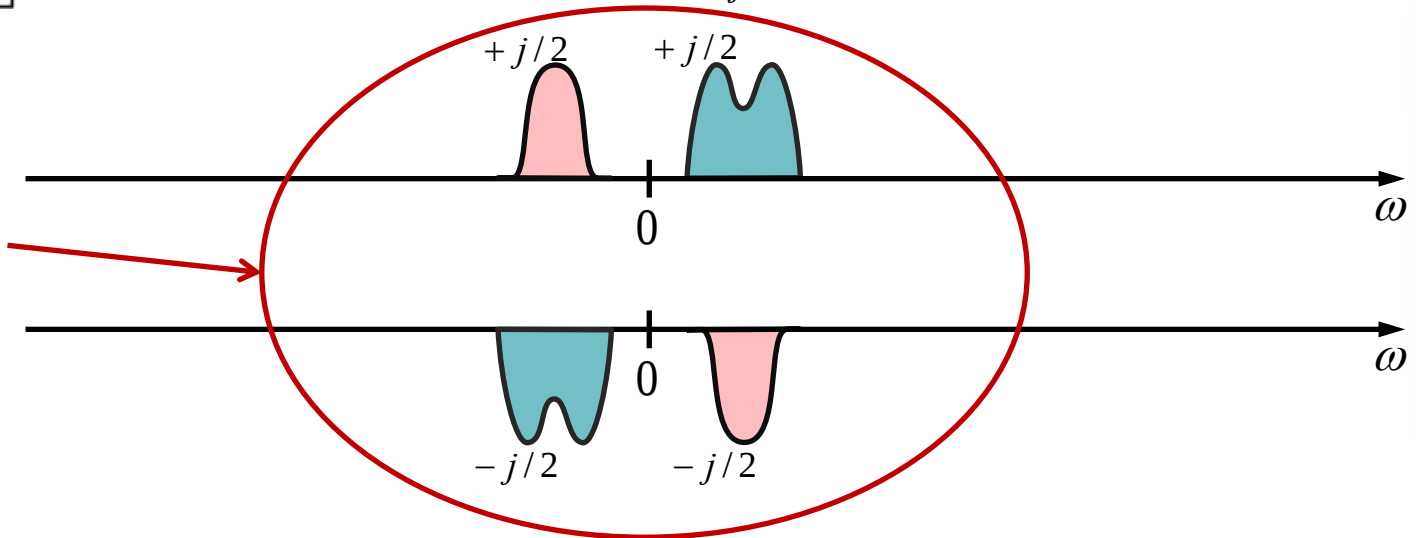
Το κύκλωμα Hartley μπορεί να αναλυθεί και γραφικά

# Αρχιτεκτονική Hartley – Γραφική Ανάλυση

σήμα  $RF$ :

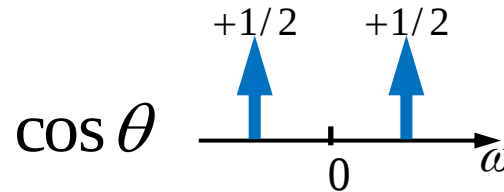
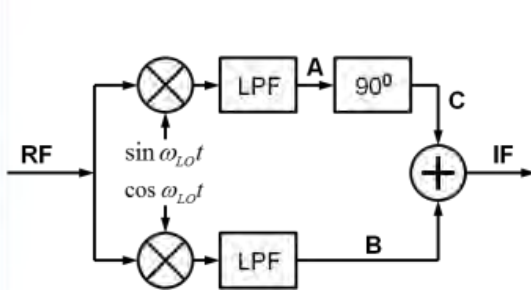
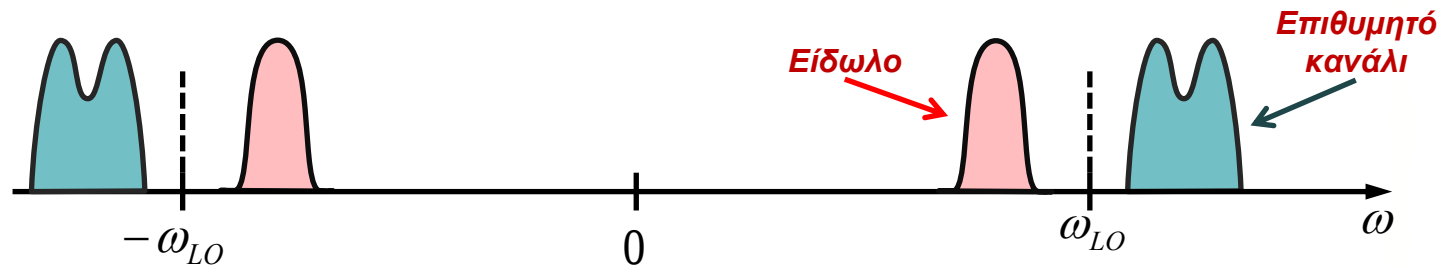


το  $X_A(\omega)$

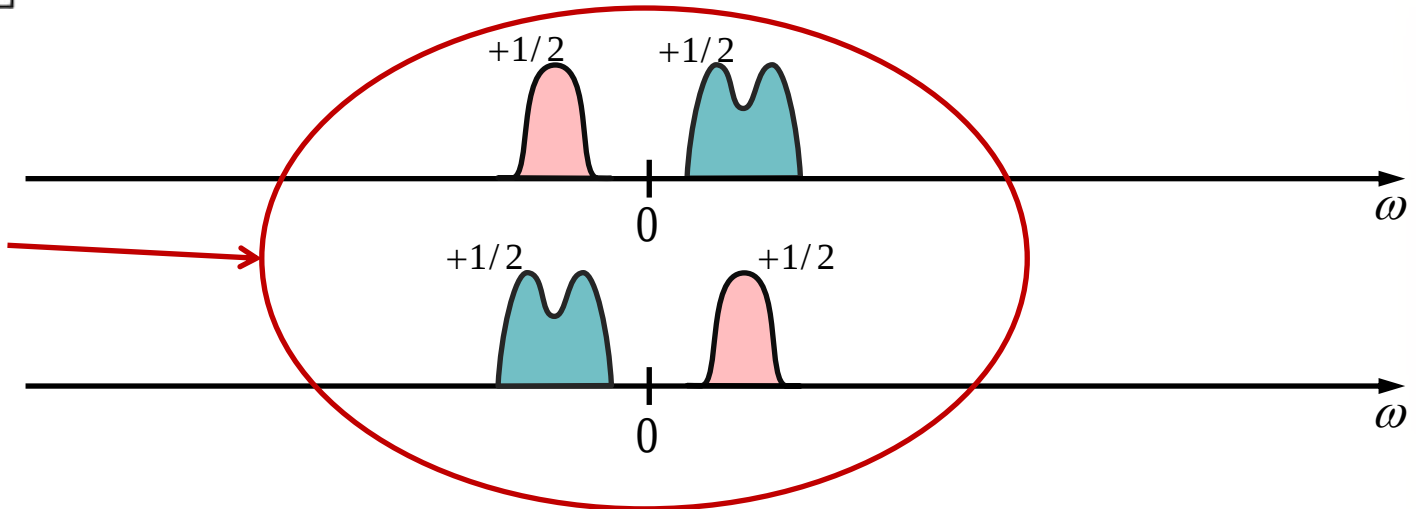


# Αρχιτεκτονική Hartley – Γραφική Ανάλυση

σήμα RF:

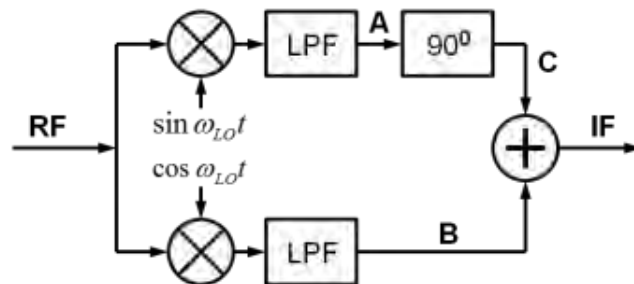
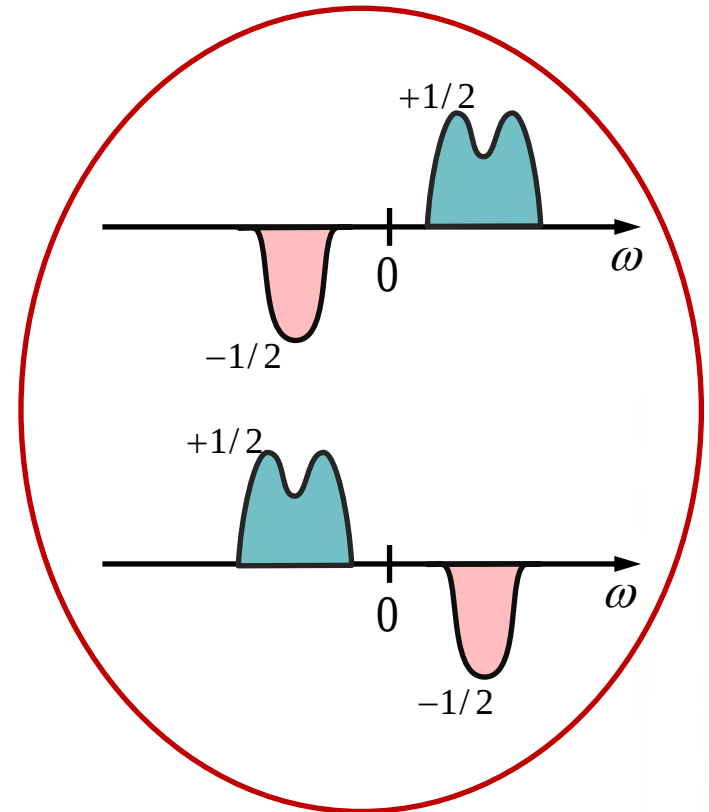
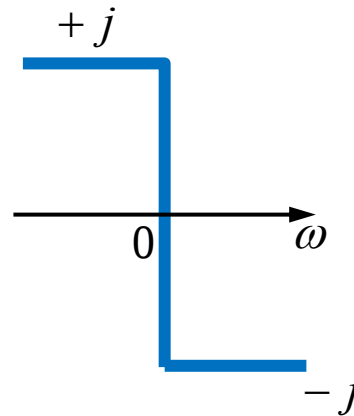
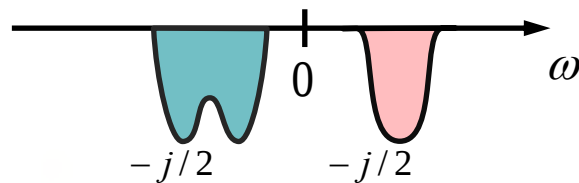
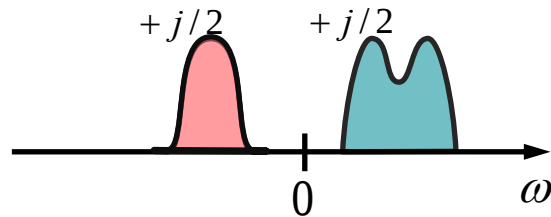


το  $X_B(\omega)$



# Αρχιτεκτονική Hartley – Γραφική Ανάλυση

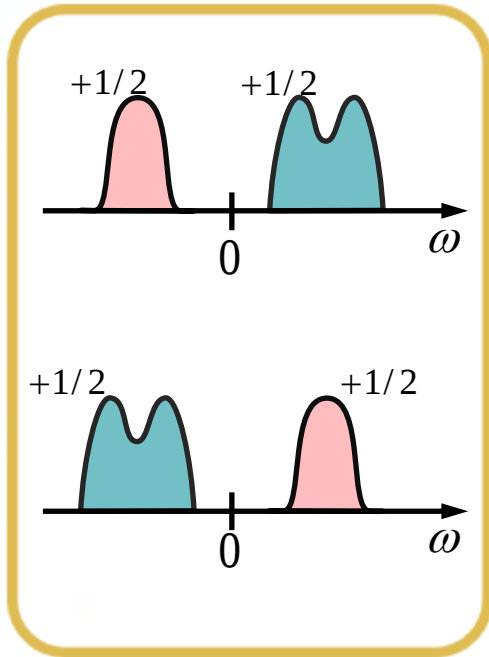
σήμα  $X_A(\omega)$  :



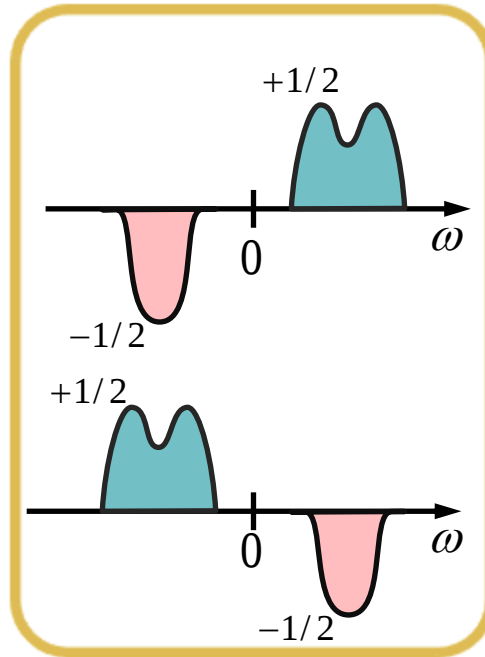
το  $X_C(\omega)$

# Αρχιτεκτονική Hartley

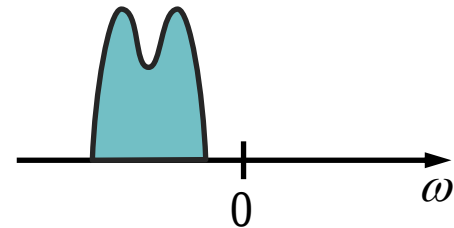
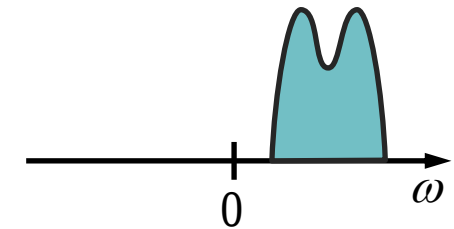
σήμα  $X_{IF}(\omega)$



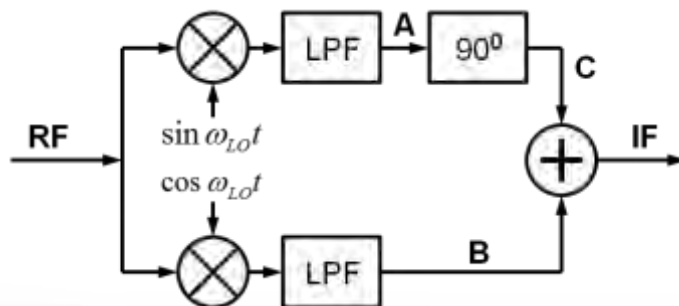
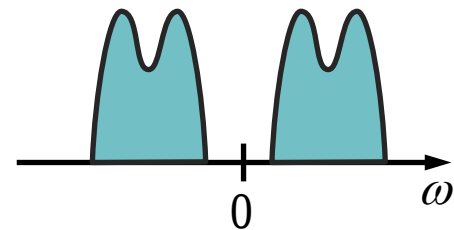
ΤΟ  $X_B(\omega)$



ΤΟ  $X_C(\omega)$

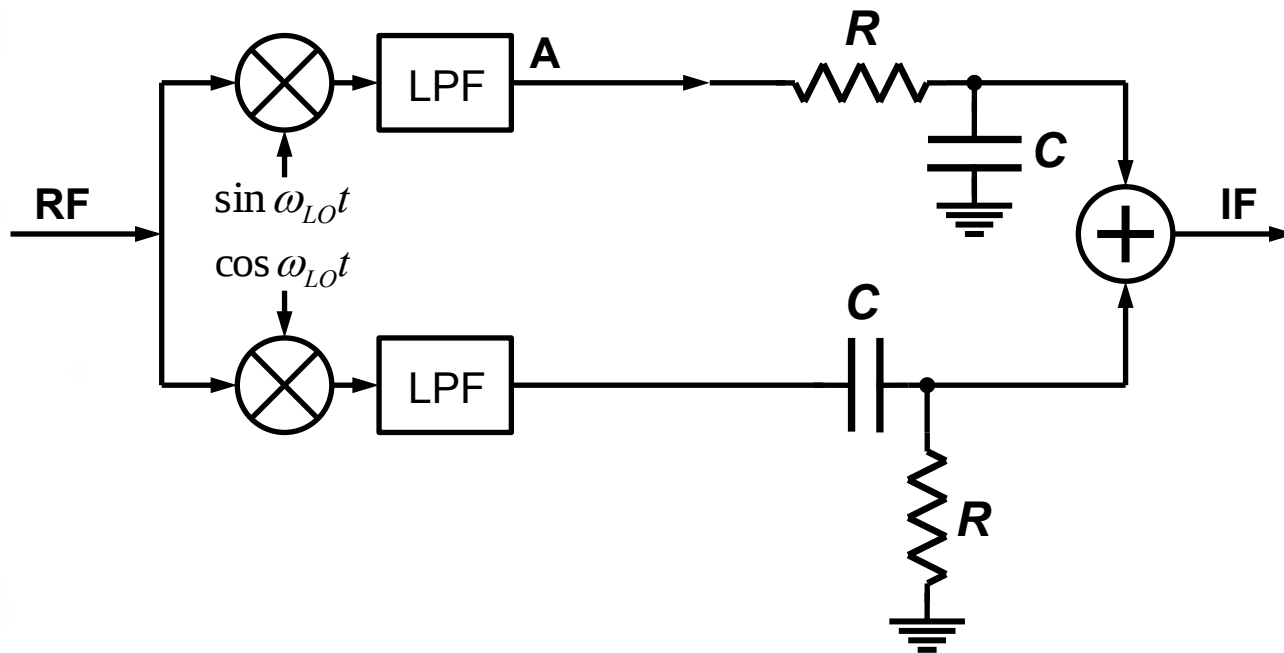


ΤΟ  $X_{IF}(\omega)$



# Αρχιτεκτονική Hartley

Στην πράξη, αντί για ολίσθηση  $90^\circ$  χρησιμοποιούμε  $\pm 45^\circ$



# Αρχιτεκτονική Hartley - Μειονεκτήματα

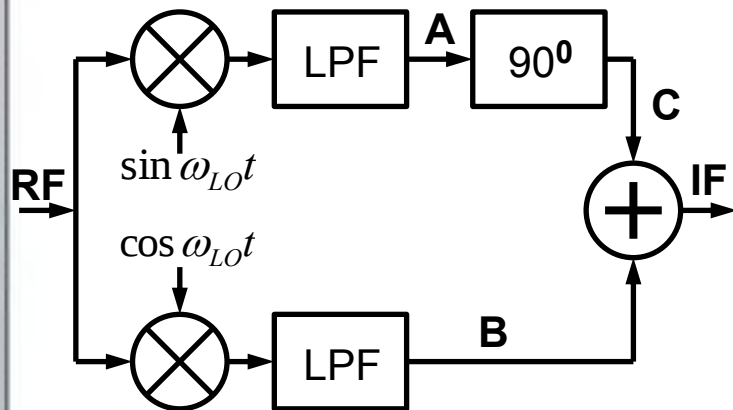
Ευαισθησία σε ασυμφωνίες των δύο κλάδων.

Υποθέτουμε ότι οι δύο φάσεις του LO δίνονται από τις:

$$x_{LO,\sin}(t) = A_{LO} \sin(\omega_{LO}t)$$

$$x_{LO,\cos}(t) = (A_{LO} + \varepsilon) \cos(\omega_{LO}t + \vartheta)$$

Όπου  $\varepsilon$  και  $\theta$  εκφράζουν την ασυμφωνία πλάτους και φάσης αντίστοιχα, στα A, B και C έχουμε:

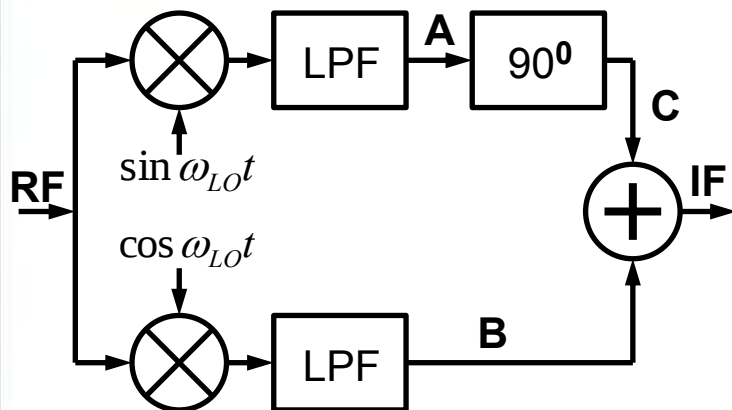


$$x_A(t) = 0.5 A_{LO} A_{RF} \sin(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + 0.5 A_{LO} A_{im} \sin(\omega_{LO} - \omega_{im})t$$

$$x_B(t) = 0.5 (A_{LO} + \varepsilon) A_{RF} \cos((\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \vartheta) + 0.5 (A_{LO} + \varepsilon) A_{im} \cos((\omega_{LO} - \omega_{im})t + \vartheta)$$

$$x_C(t) = \frac{A_{LO}}{2} (A_{RF} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t - A_{im} \cos(\omega_{LO} - \omega_{im})t)$$

# Αρχιτεκτονική Hartley - Μειονεκτήματα



Προσθέτοντας τα  $x_B(t)$  και  $x_C(t)$  παίρνουμε

$$x_{IF}(t) = x_C(t) + x_B(t) = x_{sig}(t) + x_{im}(t)$$

Όπου στην έξοδο έχουν διαχωριστεί κατάλληλα οι όροι στα  $x_{sig}(t)$  και  $x_{im}(t)$  :

$$x_{sig}(t) = \frac{(A_{LO} + \varepsilon)A_{RF}}{2} \cos((\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \vartheta) + \frac{A_{LO}A_{RF}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t$$

$$x_{im}(t) = \frac{(A_{LO} + \varepsilon)A_{im}}{2} \cos((\omega_{LO} - \omega_{im})t + \vartheta) - \frac{A_{LO}A_{im}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{im})t$$

Υπολογισμός του λόγου  $P_{im}$  προς  $P_{sig}$  στην έξοδο:

$$\left. \frac{P_{im}}{P_{sig}} \right|_{out} = \frac{A_{im}^2 \cdot \left( (A_{LO} + \varepsilon)^2 - 2(A_{LO} + \varepsilon)A_{LO} \cos \vartheta + A_{LO}^2 \right)}{A_{RF}^2 \cdot \left( (A_{LO} + \varepsilon)^2 + 2(A_{LO} + \varepsilon)A_{LO} \cos \vartheta + A_{LO}^2 \right)}$$

# Αρχιτεκτονική Hartley

Ο λόγος:  $\frac{A_{im}^2}{A_{RF}^2}$  είναι η ισχύς ειδώλου προς την ισχύ του σήματος στην είσοδο

Ορισμός: Image Rejection ratio =  $IRR = \frac{(P_{im} / P_{sig})}{(A_{im}^2 / A_{RF}^2)}$

$$IRR = \frac{A^2 - 2AB \cos \vartheta + B^2}{A^2 + 2AB \cos \vartheta + B^2}$$

Όπου τα  $A$  και  $B$  είναι:

$$A = A_{LO}$$

$$B = (A_{LO} + \varepsilon)$$

Θέτοντας  $\Delta A/A = \varepsilon/A_{LO}$  και υποθέτοντας πως:  $\varepsilon \ll A_{LO}$   
και  $\theta \ll 1 \text{ rad}$ , ο λόγος  $IRR$  γίνεται:

$$IRR = \frac{(\Delta A / A)^2 + \vartheta^2}{4}$$

Εκτός από την παραπάνω ασυμφωνία απολαβής και φάσης του τοπικού ταλαντωτή υπάρχουν ασυμφωνίες και στα εξής:

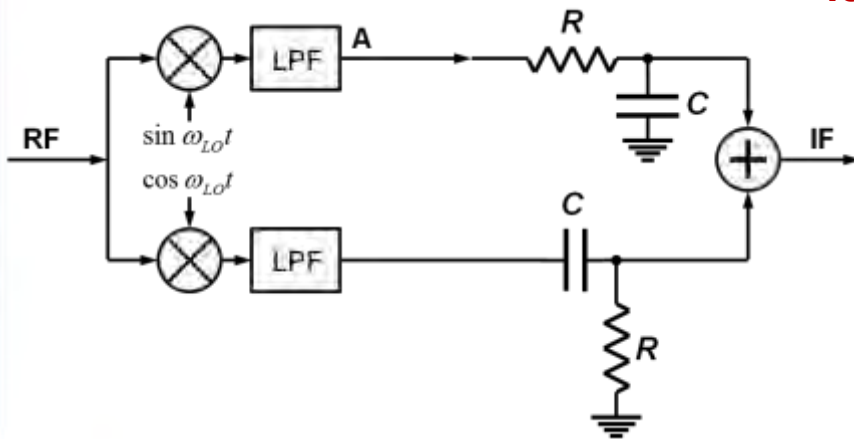
- Mixer
- Ports of adder
- 90° shift stage

Μια τυπική ασυμφωνία απολαβής της τάξης των 0.2 έως 0.6dB και μια ασυμφωνία φάσης από 1° έως 5°, δίνουν *Image Suppression* 30-40dB.

# Αρχιτεκτονική Hartley

Ένα κρίσιμο ζήτημα στην αρχιτεκτονική Hartley είναι η ασυμφωνία απολαβής που προκύπτει από την ολίσθηση φάσης των  $90^\circ$ .

Ίδια απολαβή των δύο κλάδων αν:  $\omega_{IF} = \frac{1}{RC}$



Για μεταβολές  $R+\Delta R$  και  $C+\Delta C$ :

$$\frac{\Delta A}{A} = \frac{\frac{(R + \Delta R)(C + \Delta C)\omega - 1}{\sqrt{1 + (R + \Delta R)^2(C + \Delta C)^2\omega^2}}}{\frac{1}{\sqrt{1 + R^2C^2\omega^2}}}$$

$$\frac{\Delta A}{A} \approx \frac{\frac{(\Delta R/R) + (\Delta C/C)}{\sqrt{2 + (\Delta R/R) + (\Delta C/C)}}}{\frac{1}{\sqrt{2}}} = \frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C}$$

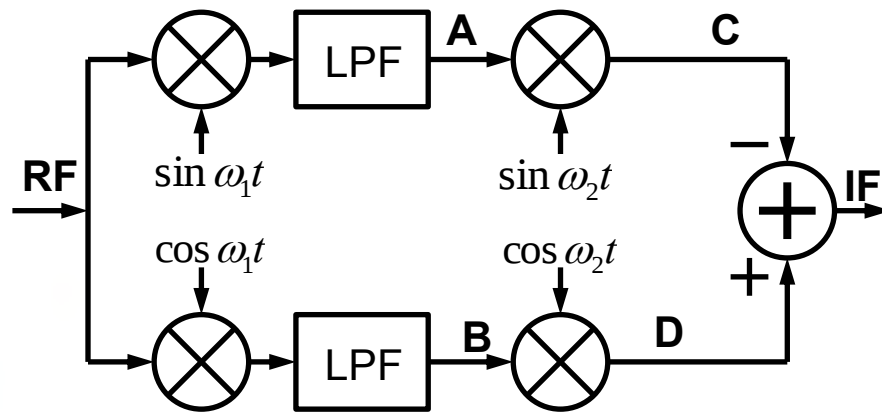
Για μεταβολή  $(\Delta R/R)=20\%$  *Image Rejection=20dB*

Πλήρης εξάλειψη ειδώλου μόνο όταν:  $\omega_{IF} = \frac{1}{RC}$

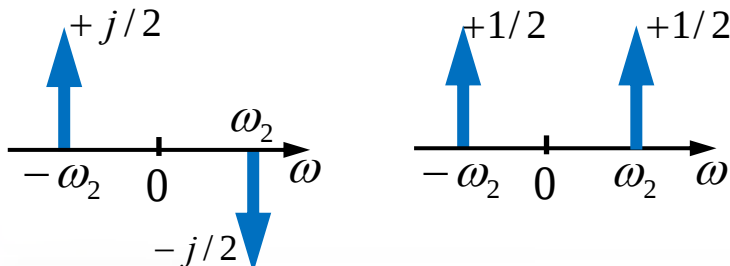
# Αρχιτεκτονική Weaver

Στην αρχιτεκτονική Hartley είχαμε στα δύο μονοπάτια ίδια πολικότητα στο επιθυμητό σήμα αλλά αντίθετη στο σήμα ειδώλου.

Στην αρχιτεκτονική Weaver αντί για την χρονική ολίσθηση χρησιμοποιείται δεύτερη ορθογώνια μίξη με συχνότητα  $\omega_2$ .



Θεωρούμε ότι  $\omega_2 \ll \omega_1$ ,  
Οι μετασχηματισμοί Fourier  
 $X_B(\omega) = \mathcal{F}\{x_B(t)\}$ ,  
 $X_C(\omega) = \mathcal{F}\{x_C(t)\}$ , ΚΟΚ



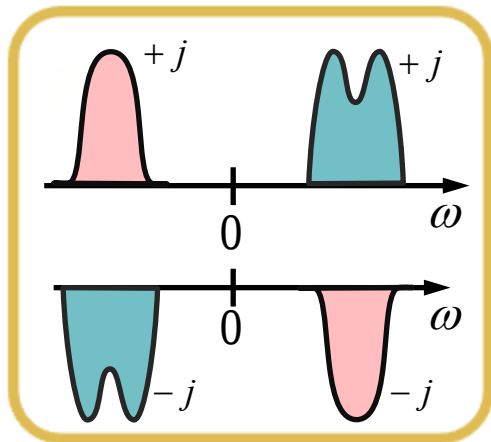
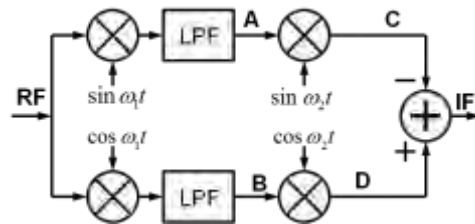
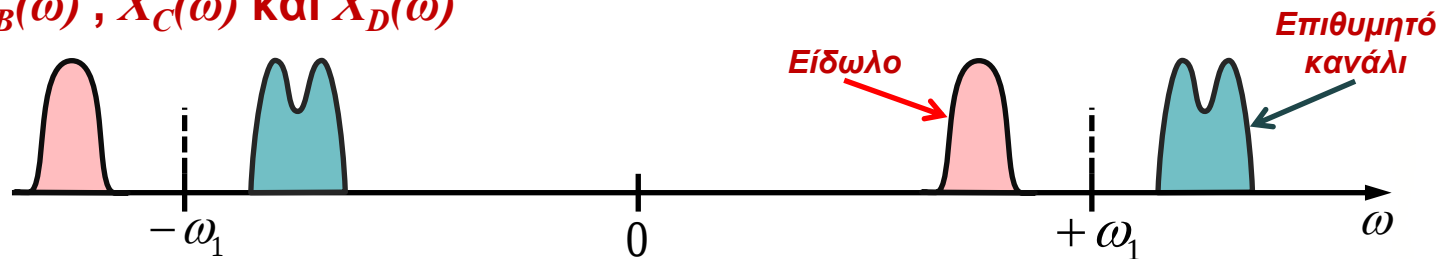
$$X_C(\omega) = X_A(\omega) * \left( \frac{j}{2} \delta(\omega + \omega_2) - \frac{j}{2} \delta(\omega - \omega_2) \right)$$

$$X_D(\omega) = X_B(\omega) * \left( \frac{1}{2} \delta(\omega + \omega_2) + \frac{1}{2} \delta(\omega - \omega_2) \right)$$

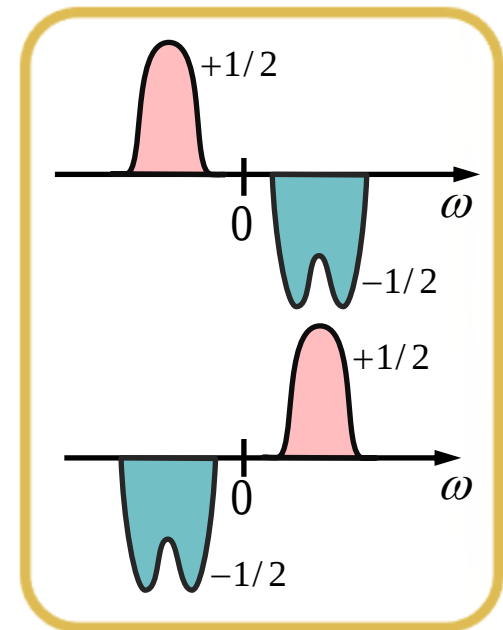
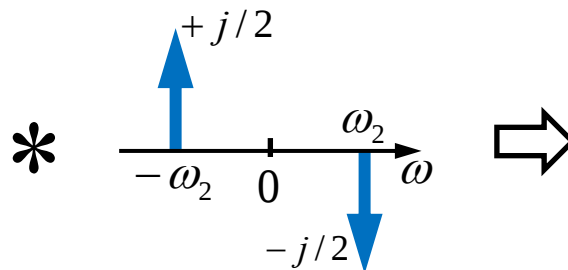
# Αρχιτεκτονική Weaver – Γραφική Ανάλυση

τα  $X_A(\omega)$ ,  $X_B(\omega)$ ,  $X_C(\omega)$  και  $X_D(\omega)$

σήμα RF:



ΤΟ  $X_A(\omega)$

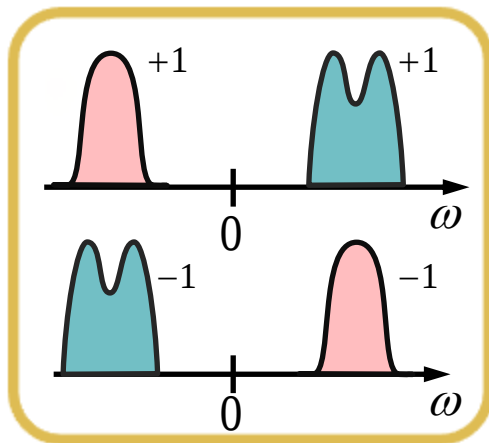
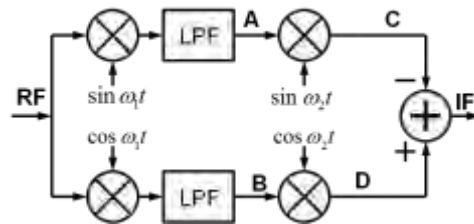
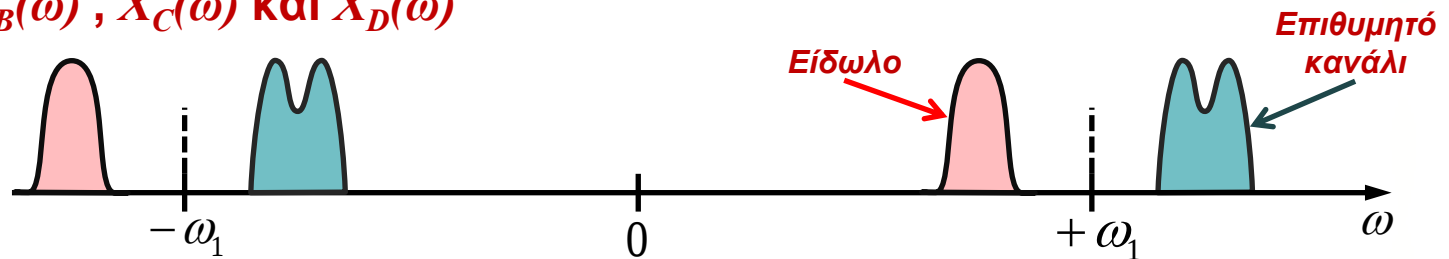


ΤΟ  $X_C(\omega)$

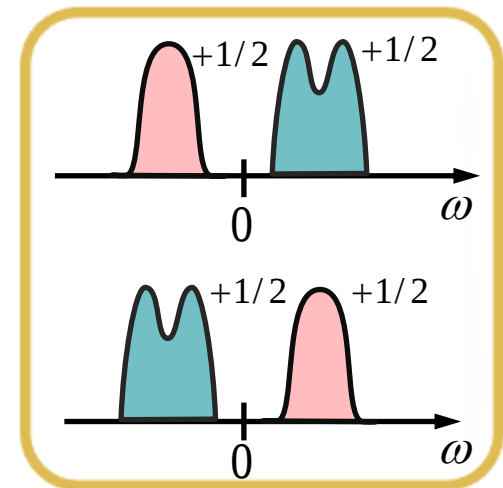
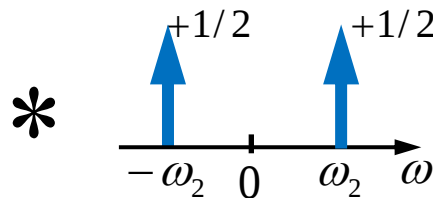
# Αρχιτεκτονική Weaver – Γραφική Ανάλυση

τα  $X_A(\omega)$ ,  $X_B(\omega)$ ,  $X_C(\omega)$  και  $X_D(\omega)$

σήμα RF:



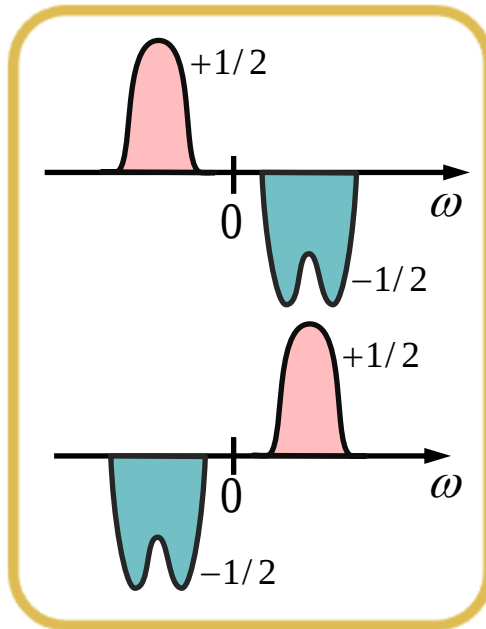
TO  $X_B(\omega)$



TO  $X_D(\omega)$

# Τ Αρχιτεκτονική Weaver – Γραφική Ανάλυση

ΤΟ  $X_C(\omega)$

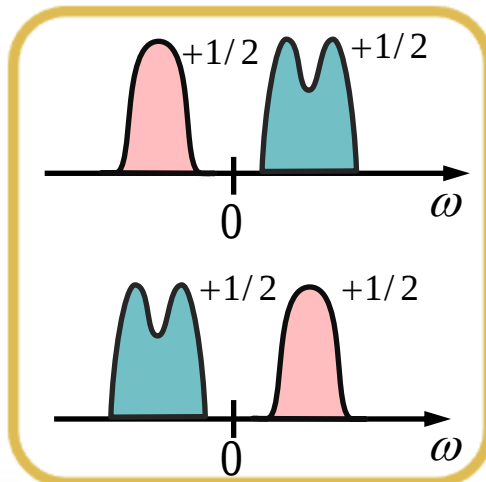


Στην έξοδο όπου:

$$X_{IF}(\omega) = X_D(\omega) - X_C(\omega)$$

ΤΟ ΕΙΔΩΛΟ ΕΞΑΛΕΪΦΕΤΑΙ

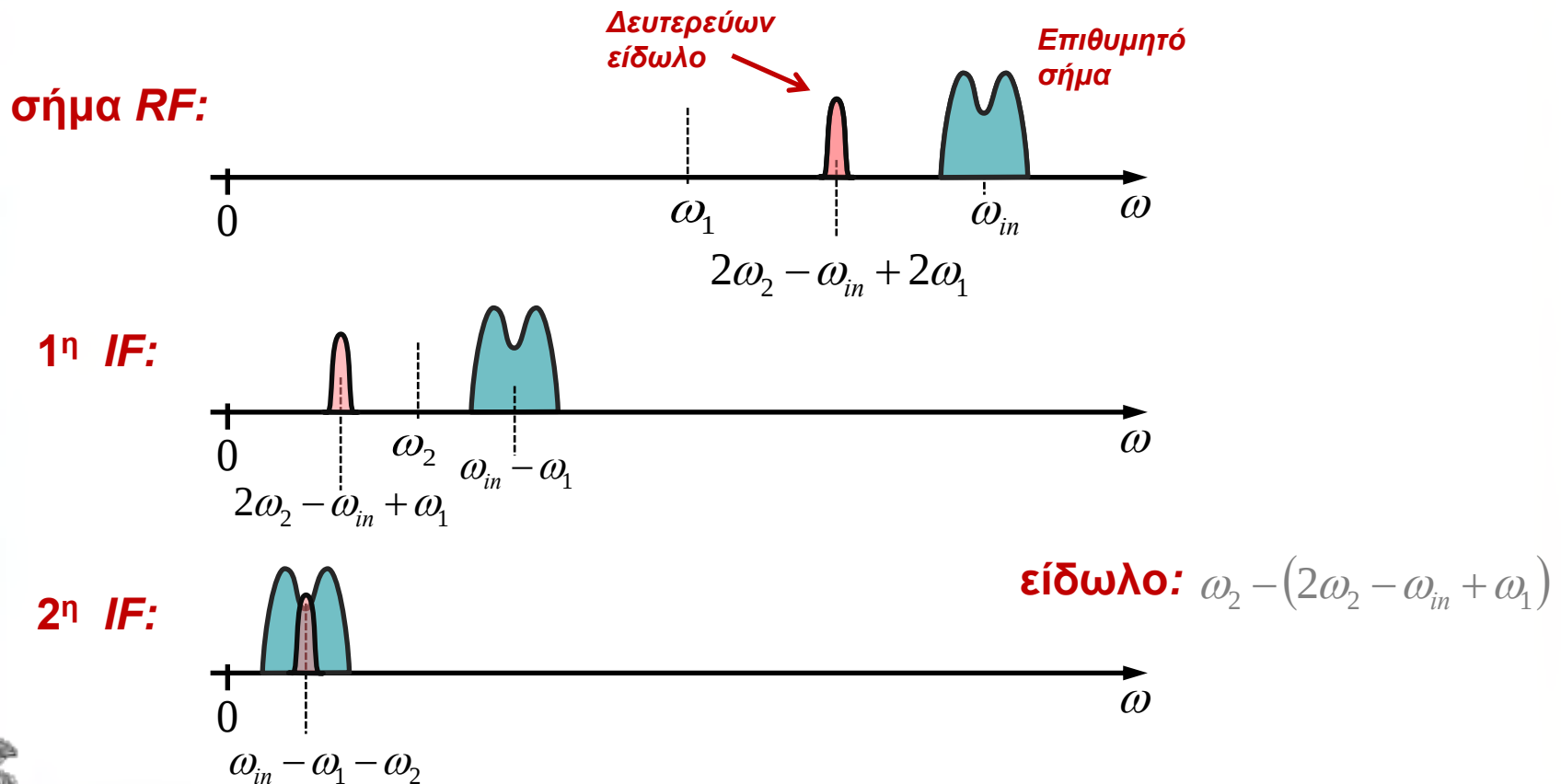
ΤΟ  $X_D(\omega)$



Επειδή στην έξοδο θα εξακολουθούν να υπάρχουν τα είδωλα:  $+\omega_2 + \omega_{IF}$  και  $-\omega_2 - \omega_{IF}$ , απαιτείται και LPF στην έξοδο

# Αρχιτεκτονική Weaver – Δευτερεύων Είδωλο

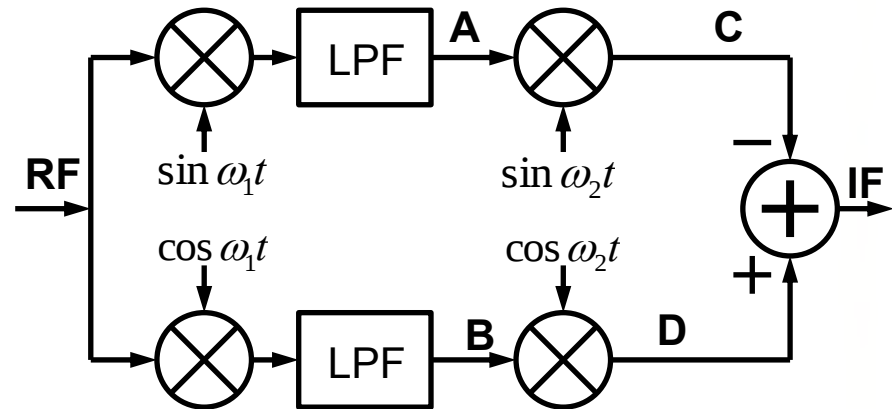
Η επιλογή των  $\omega_1$  και  $\omega_2$  μπορεί να γίνει με πολλούς τρόπους. Αν το φάσμα του σήματος μετά την διπλή μίξη δεν είναι κεντραρισμένο στο DC, η δεύτερη μίξη επιφέρει το πρόβλημα του δευτερεύοντος ειδώλου:



# Αρχιτεκτονική Weaver

Μετά την πρώτη μίξη ο παρεμβολέας εμφανίζεται στο  $2\omega_2 - \omega_{in} + \omega_1$ , δηλαδή ως είδωλο του σήματος γύρω από το  $\omega_2$ .

Σ' αυτή την περίπτωση, αντί για LPF χρειάζεται BPF.



Μπορεί επίσης να επιλεγεί  $\omega_{in} = \omega_1 \pm \omega_2$  ώστε ή έξοδος να είναι στη βασική ζώνη χωρίς τα προβλήματα του ομόδυνου δέκτη.

Καθώς η  $\omega_1$  μπορεί να είναι μακριά από την  $\omega_{in}$  η διαρροή του πρώτου LO προς την είσοδο RF δεν είναι πλέον κρίσιμος παράγοντας, επίσης οι τυχόν DC συνιστώσες εξαιτίας του self-mixing εξαλείφονται με BPF

# Σύγκριση αρχιτεκτονικής Hartley & Weaver

**Κοινό πρόβλημα:**

**Ελλιπής απόρριψη ειδώλου λόγω ασυμφωνίας φάσης και απολαβής.**

**Η αρχιτεκτονική Weaver:**

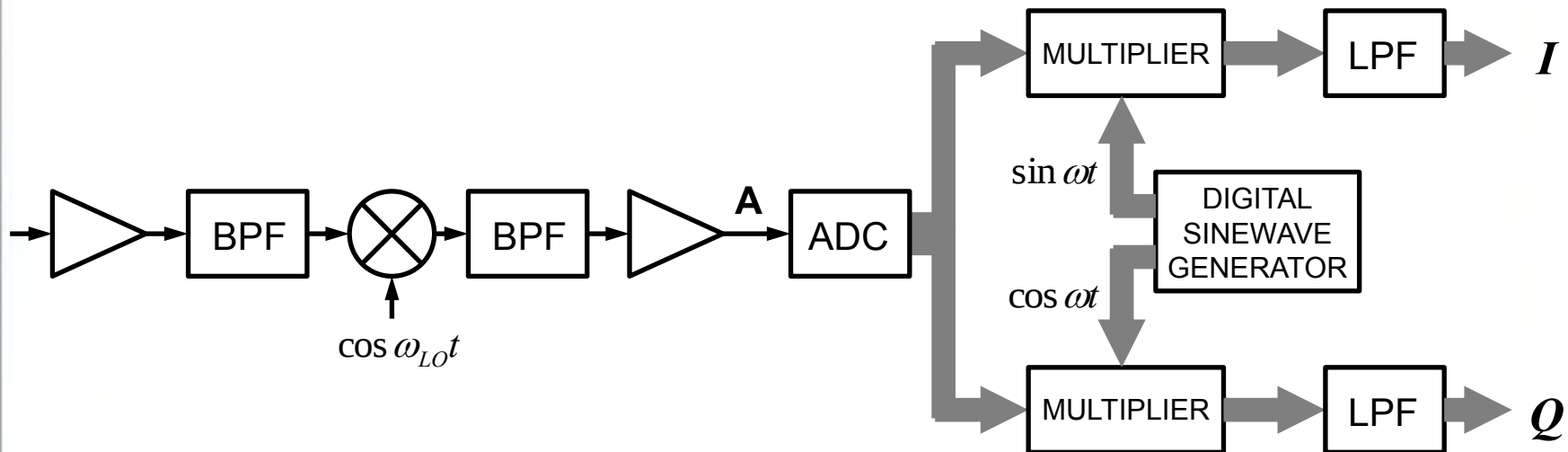
- **Μειονεκτεί λόγω του δευτερεύοντος ειδώλου.**
- **Είναι απαλλαγμένη από την ασυμφωνία απολαβής.**
- **Αρμονικές του δεύτερου LO μπορεί να μετατρέψουν αφιλτράριστους παρεμβολείς από την 1<sup>η</sup> IF στην 2<sup>η</sup> IF σε ανεπιθύμητα σήματα στην έξοδο.**



# Δέκτες Ψηφιακής Ενδιάμεσης Συχνότητας

Στον υπερετερόδυνα δέκτη η δεύτερη μίξη μπορεί να πραγματοποιηθεί σε ψηφιακό επίπεδο.

Αποφεύγονται έτσι τα προβλήματα ασυμφωνίας I/Q

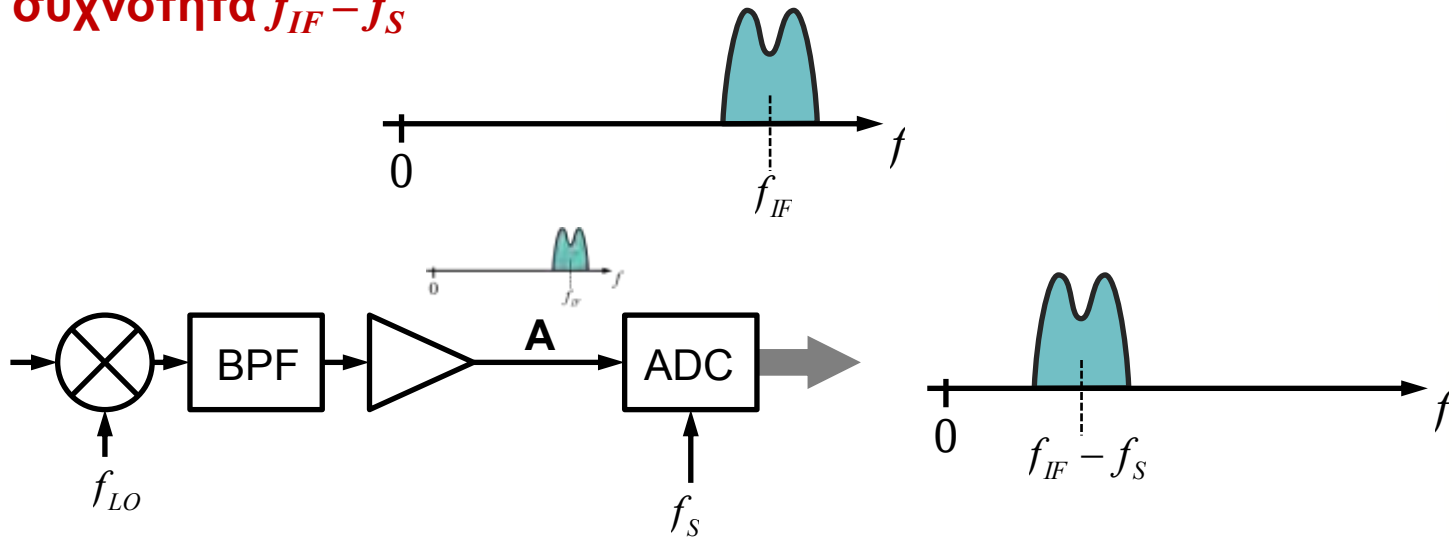


## Χαρακτηριστικά που πρέπει να έχει ο ADC

- Χαμηλό θόρυβο κβάντισης,
- Χαμηλό θερμικό θόρυβο,
- Υψηλή γραμμικότητα,
- Μεγάλη δυναμική περιοχή,
- Εύρος ζώνης συμβατό με την πρώτη IF,
- Χαμηλή κατανάλωση

# Δέκτες Ψηφιακής Ενδιάμεσης Συχνότητας

Ο δέκτης δειγματοληπτημένης IF χρησιμοποιεί ADC και S/H και κάνει δειγματοληψία σε συχνότητα  $f_S$ , οπότε το ψηφιοποιημένο σήμα έχει κεντρική συχνότητα  $f_{IF} - f_S$

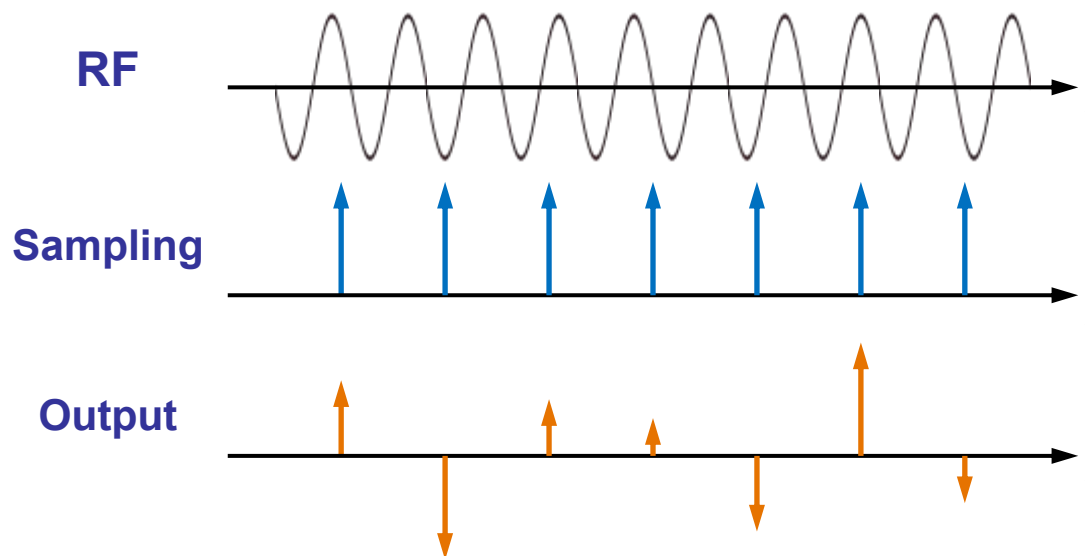


Για συχνότητα IF της τάξης των 50-200MHz, χρειάζεται δειγματοληψία συχνότητας  $f_S=100-400\text{MHz}$  και ταυτόχρονα διακριτική ικανότητα 14bits.

Προς το παρόν χρησιμοποιείται σε σταθμούς βάσης.

# Δέκτες Υποδειγματοληψίας

Αν το εύρος ζώνης του επιθυμητού σήματος είναι  $\Delta f$  τότε το σήμα RF δειγματοληπτείται σε μια πολύ χαμηλότερη συχνότητα, αρκεί να ισχύει  $f_s > \Delta f$

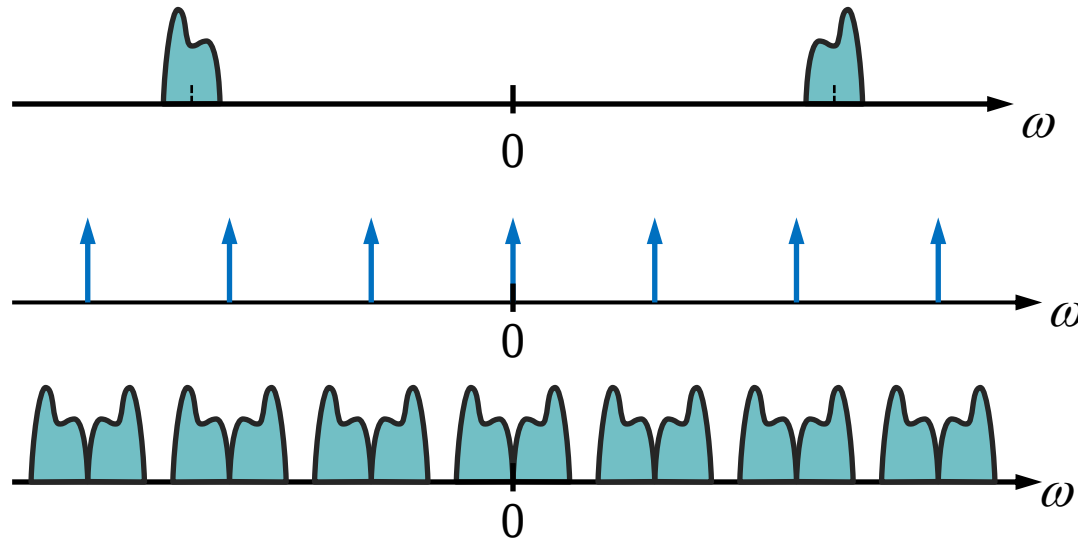


## Πλεονεκτήματα:

- i. Η σχεδίαση του LO γίνεται απλούστερη.
- ii. Το κύκλωμα δειγματοληψίας είναι απλούστερο από τον RF μίκτη

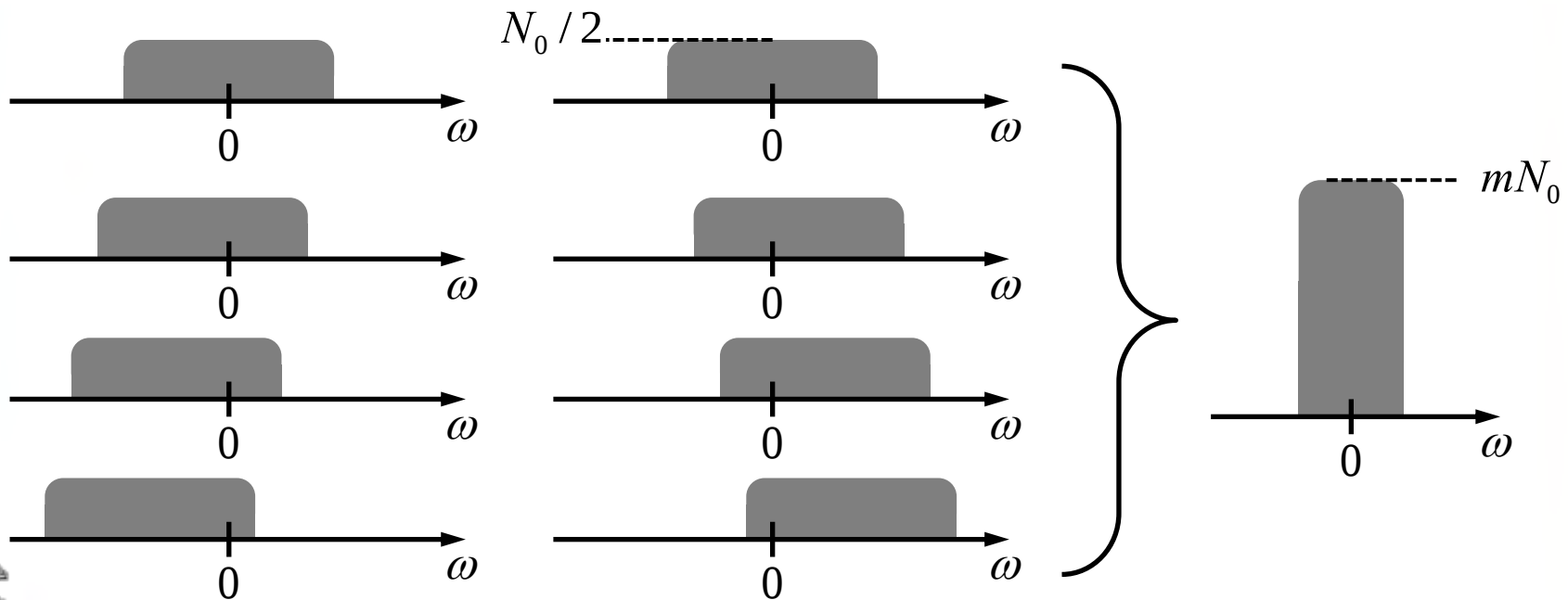
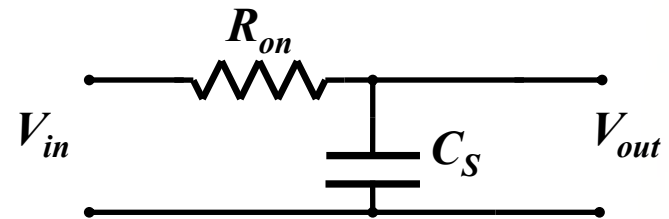
# Δέκτες Υποδειγματοληψίας, μειονεκτήματα

- i. **Aliasing του θορύβου:** αν δειγματοληπτούμε με έναν παράγοντα  $m$ , η ισχύς θορύβου πολλαπλασιάζεται επί  $2m$ .
- ii. **Θόρυβος δειγματοληψίας:** ο θόρυβος φάσης του ρολογιού ενισχύεται κατά  $m^2$ .



# Δέκτες Υποδειγματοληψίας, μειονεκτήματα

- i. **Aliasing του θορύβου:** αν δειγματοληπτούμε με έναν παράγοντα  $m$ , η ισχύς θορύβου πολλαπλασιάζεται επί  $2m$ .
- ii. **Θόρυβος δειγματοληψίας:** ο θόρυβος φάσης του ρολογιού ενισχύεται κατά  $m^2$ .



# ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΕΣ ΠΟΜΠΩΝ

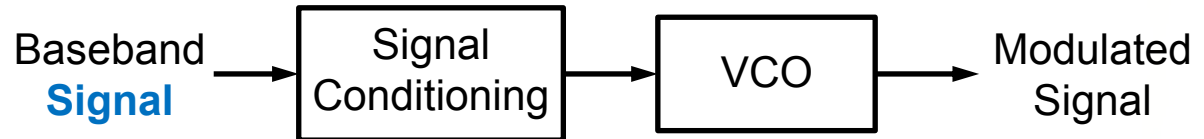
Ο πομπός RF εκτελεί:

- διαμόρφωση,
- μετατροπή της συχνότητας προς τα άνω (Upconversion) και
- ενίσχυση ισχύος.

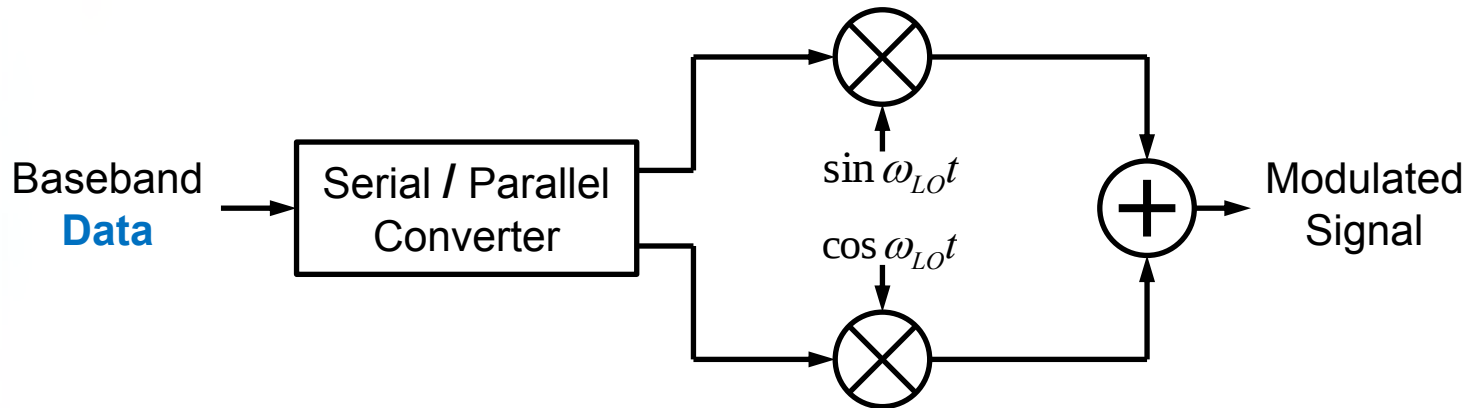


# Διεπαφή Βασικής Ζώνης – RF

Η Διεπαφή σε πομπό με  
διαμόρφωση FM

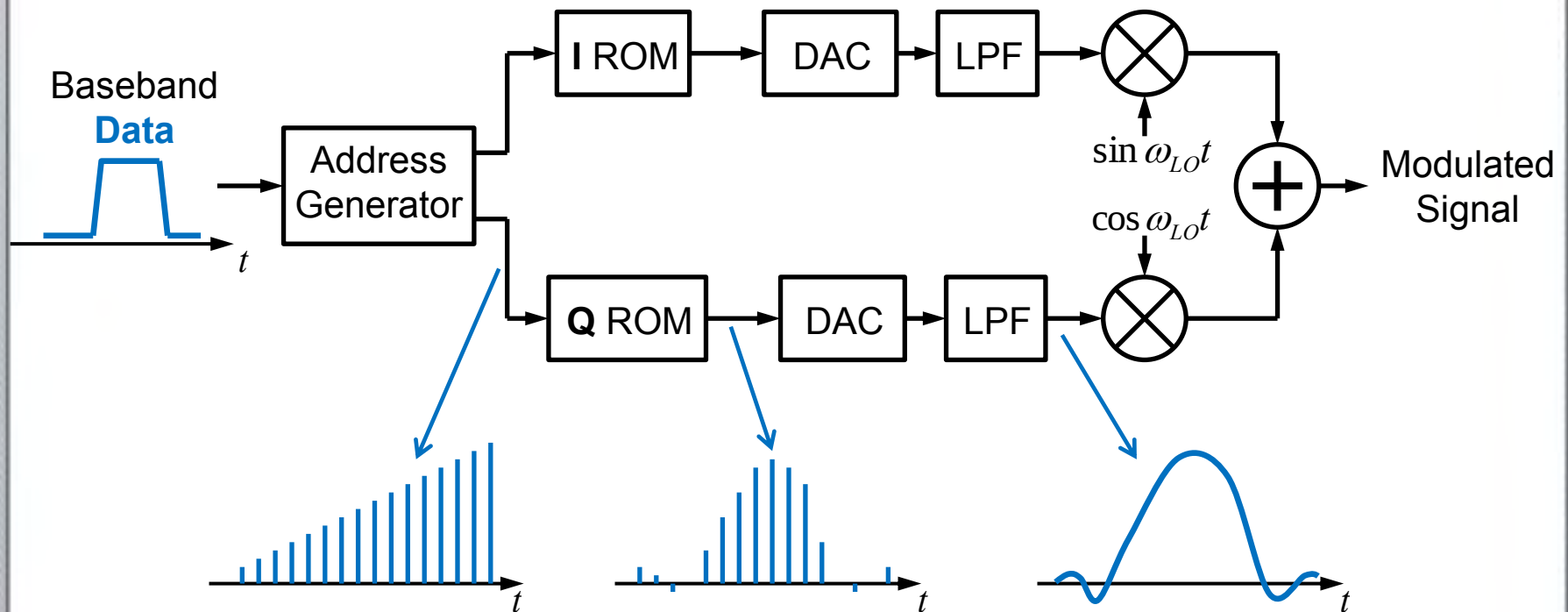


Η Διεπαφή στα συστήματα με ορθογώνια διαμόρφωση.



# Διεπαφή Βασικής Ζώνης-RF

Για ελαχιστοποίηση της αλληλεπίδρασης συμβόλων και περιορισμό του φάσματος χρησιμοποιείται συνδυασμός αναλογικών και ψηφιακών τεχνικών.

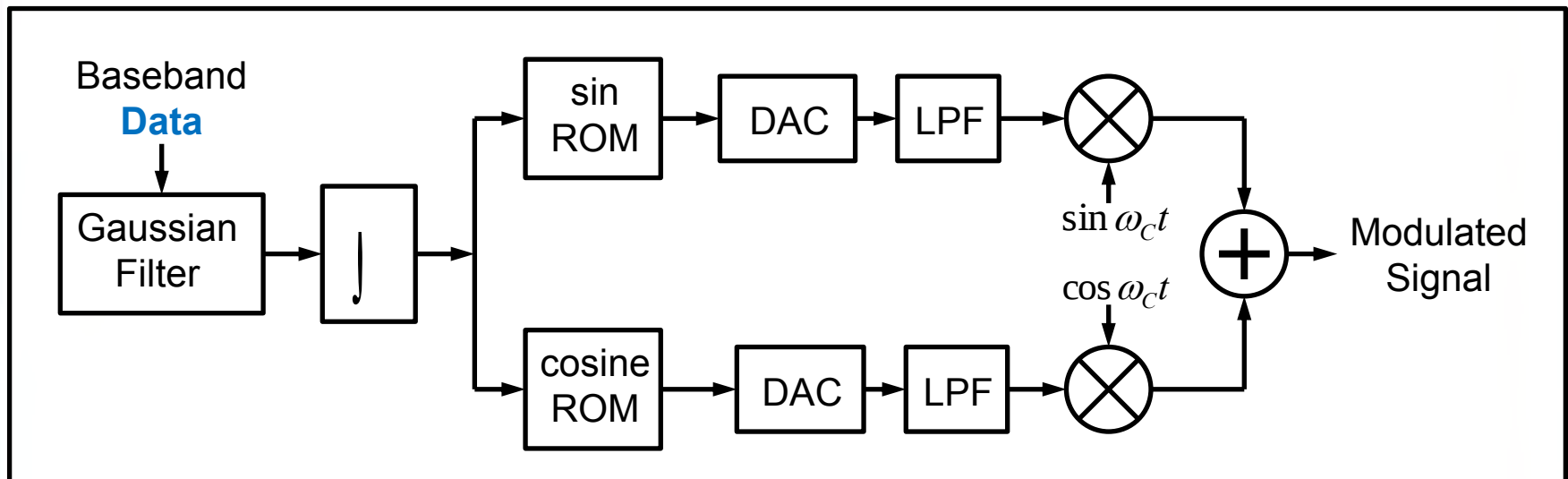


# Διαμόρφωση GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying)

Στο σύστημα με διαμόρφωση GMSK, το σήμα παρίσταται ως:

$$x_{GMSK}(t) = A \cos(\omega_C t + \phi_k(t))$$

Όπου:  $\phi_k(t) = \int \sum h(t) * p(t - kT) dt$  Και  $h(t)$  η κρουστική απόκριση ενός Gaussian φίλτρου



Χρησιμοποιείται ψηφιακό φίλτρο που παράγει την  $\phi_k(t)$ , στη συνέχεια αυτή αποτυπώνεται στο  $\cos\phi_k(t)$  και  $\sin\phi_k(t)$  μέσω δύο ROM και το αποτέλεσμα μετατρέπεται σε αναλογικό ως:

$$x_{GMSK}(t) = A \cos \omega_C t \cos \phi_k(t) - A \sin \omega_C t \sin \phi_k(t)$$

# Ασυμφωνία I/Q

Σημαντική και πάλι είναι η ασυμφωνία  $I/Q$  ως προς το πλάτος και τη φάση (προκαλεί διαφωνία=crosstalk).

Για την ποσοτικοποίηση της διαφωνίας εφαρμόζουμε δύο σήματα  $V_0 \sin \omega_{in} t$  και  $V_0 \cos \omega_{in} t$  στις εισόδους  $I$  και  $Q$  αντίστοιχα.

Στην ιδανική περίπτωση η έξοδος θα είναι:

$$u_{out}(t) = V_0 \cos \omega_{in} t \cos \omega_{LO} t + V_0 \sin \omega_{in} t \sin \omega_{LO} t = V_0 \cos(\omega_{LO} - \omega_{in})t$$

Αν υπάρχει διαφορά πλάτους  $\varepsilon$  και φάσης  $\theta$  στους κλάδους, μετά τον αθροιστή έχουμε:

$$\begin{aligned} u_{out}(t) &= V_0(1 + \varepsilon) \cos \omega_{in} t \cos(\omega_{LO} t + \theta) + V_0 \sin \omega_{in} t \sin \omega_{LO} t \\ &\approx \frac{V_0}{2} (1 + (1 + \varepsilon) \cos \theta) \cos(\omega_{in} - \omega_{LO})t - \frac{V_0}{2} (1 + \varepsilon) \sin \theta \sin(\omega_{LO} - \omega_{in})t + \\ &+ \frac{V_0}{2} (-1 + (1 + \varepsilon) \cos \theta) \cos(\omega_{in} + \omega_{LO})t - \frac{V_0}{2} (1 + \varepsilon) \sin \theta \sin(\omega_{LO} + \omega_{in})t \end{aligned}$$

## Ασυμφωνία I/Q, συνέχεια...

Επομένως η ισχύς στην πλευρική  $\omega_{LO} + \omega_{in}$  προς την ισχύ στην  $\omega_{LO} - \omega_{in}$  είναι:

$$\frac{P_+}{P_-} \approx \frac{1 - (1 + \varepsilon) \cos \theta + \varepsilon}{1 + (1 + \varepsilon) \cos \theta + \varepsilon}$$

Αν η επιθυμητή πλευρική είναι 30dB πάνω από την ανεπιθύμητη, τότε η διαφωνία θεωρείται αμελητέα.



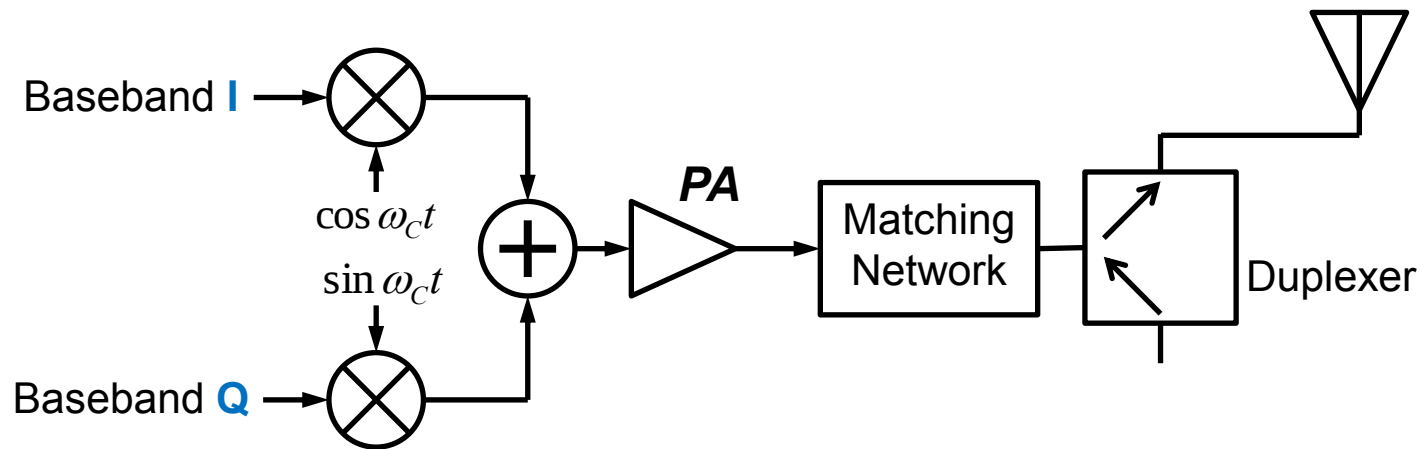
# ΔΙΕΠΑΦΗ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΙΣΧΥΟΣ – ΚΕΡΑΙΑΣ

- Πομποί Άμεσης Μετατροπής Συχνότητας
- Πομποί Δύο Βημάτων



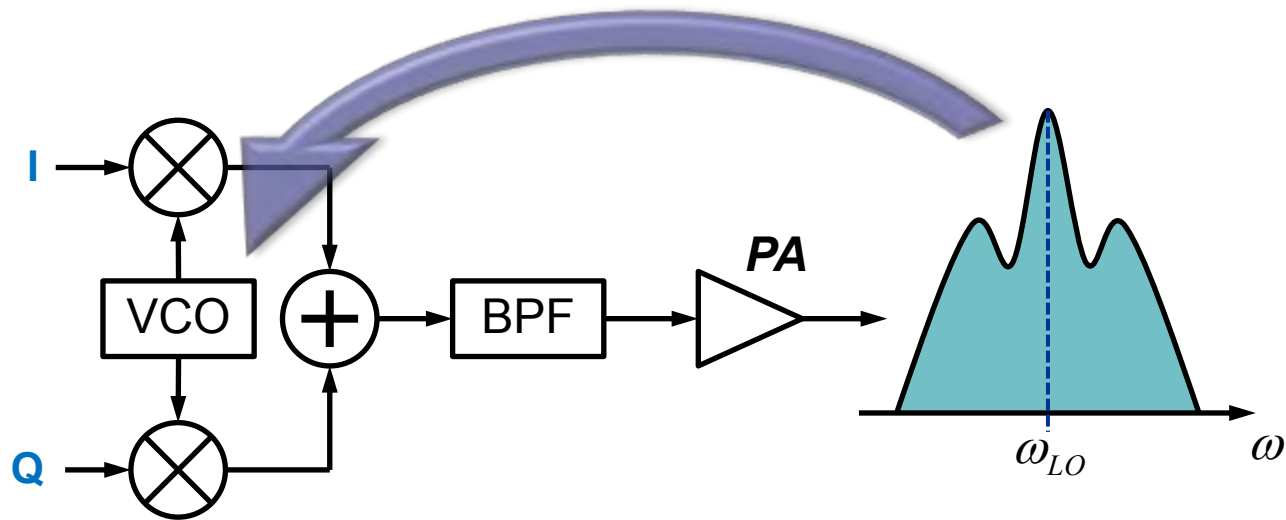
# Πομποί Άμεσης Μετατροπής Συχνότητας

Η συχνότητα του φέροντος που εκπέμπεται είναι ίση με τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή. Ο θόρυβος του μίκτη είναι λιγότερο κρίσιμος από ότι στους δέκτες.



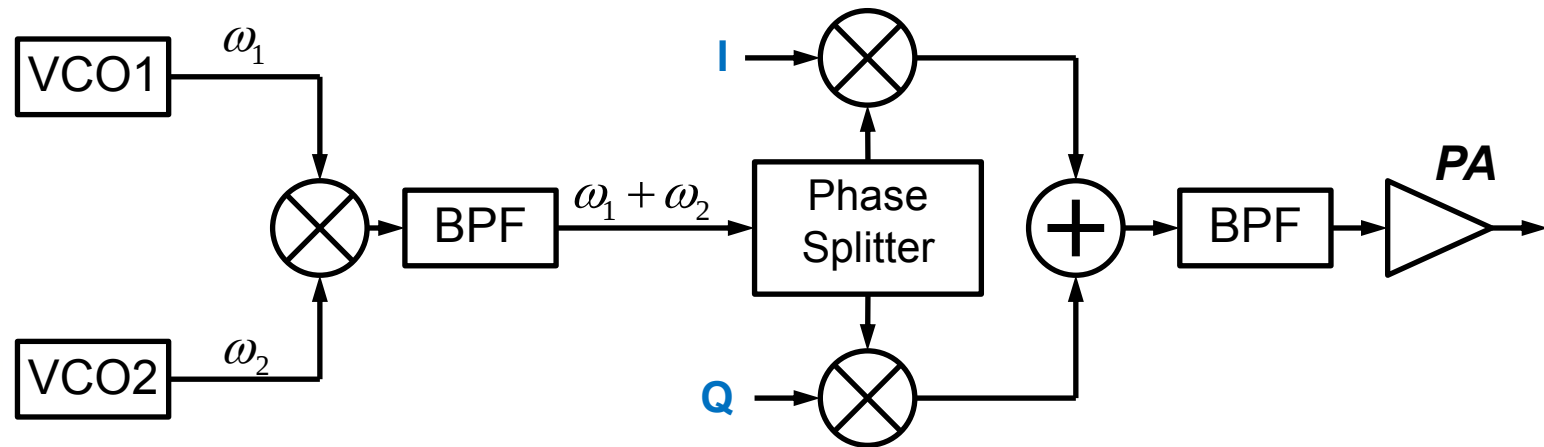
# Πομποί Άμεσης Μετατροπής Συχνότητας, μειονέκτημα

**Μειονέκτημα: Μόλυνση του σήματος του LO από το διαμορφωμένο σήμα του PA (injection pulling).**



# Πομποί Άμεσης Μετατροπής Συχνότητας-Λύση

**Λύση:** Το φέρον δημιουργείται σαν άθροισμα ή διαφορά των συχνοτήτων Δύο VCO.

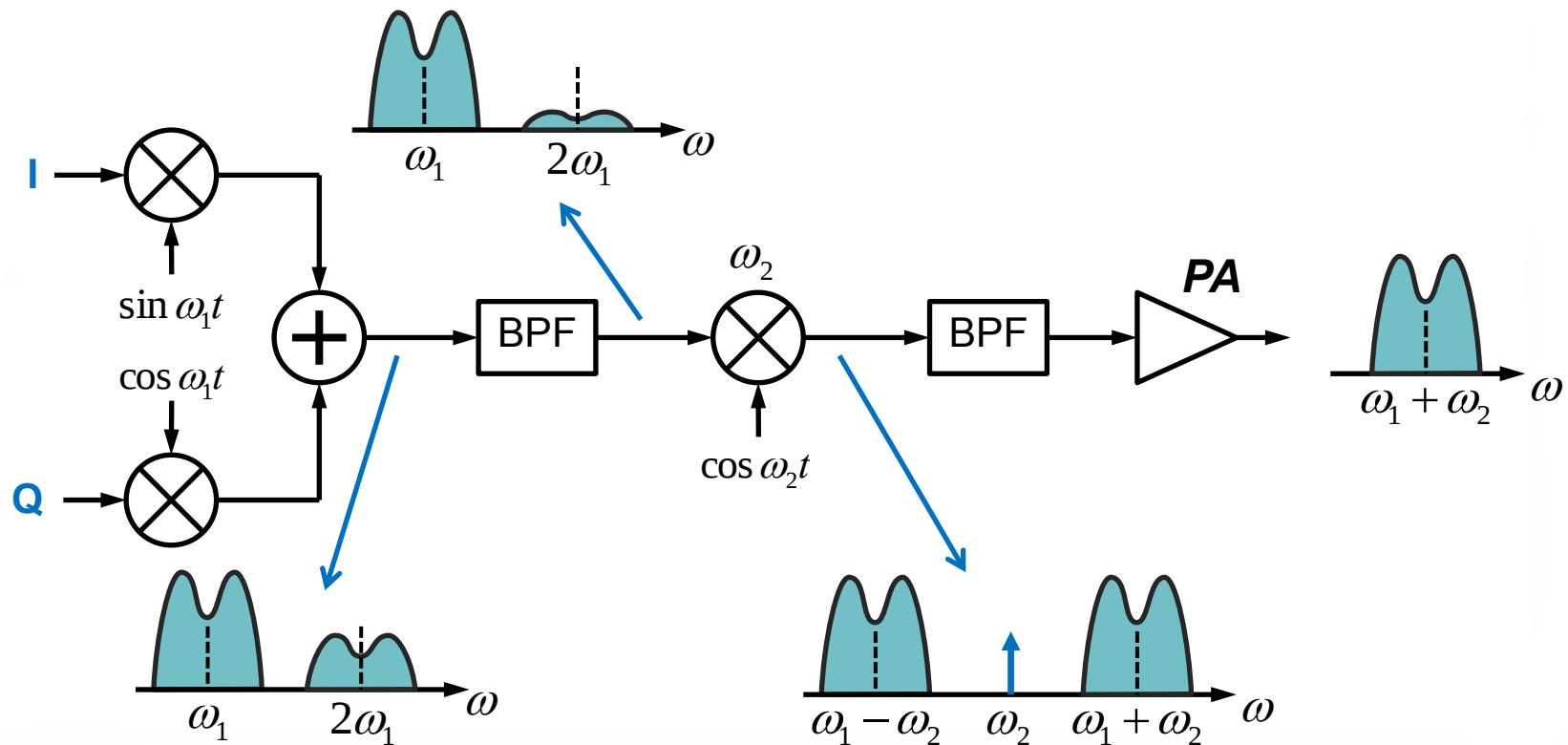


$f_s$

# Πομποί Δύο Βημάτων

Η μετατροπή της συχνότητας προς τα άνω γίνεται σε δύο βήματα, ώστε το φάσμα του PA να είναι μακριά από αυτό των VCOs. Η ασυμφωνία I/Q είναι μικρότερη διότι η διαμόρφωση γίνεται σε χαμηλότερη συχνότητα.

Το δεύτερο BPF πρέπει να εξασθενεί τις συχνότητες  $\omega_2$  και  $\omega_1 - \omega_2$  κατά 50-60dB, άρα πρέπει αναγκαστικά να είναι ακριβό, παθητικό, εξωτερικό φίλτρο.



# Έλεγχος Επιδόσεων Πομποδεκτών

Πάνω από 100 είδη ελέγχων. (In band intermodulation, out of band intermodulation, second order intermodulation, cross modulation, reciprocal mixing)

## Ευαισθησία και Δυναμική Περιοχή

MDS (απουσία παρεμβολέων)

Για το GSM,  $P_{MDS} = -120\text{dBm}$ , με SNR 9-12dB

Στόχος το BER=10<sup>-3</sup>.

Αν  $P_{MDS} = -174\text{dBm} + 10\log B + NF + SNR \Rightarrow NF = 7 - 10 \text{ dB}$

MDS (Minimum Detectable Signal)



# Έλεγχος Επιδόσεων Πομποδεκτών

- Ενδοζωνική ενδοδιαμόρφωση.

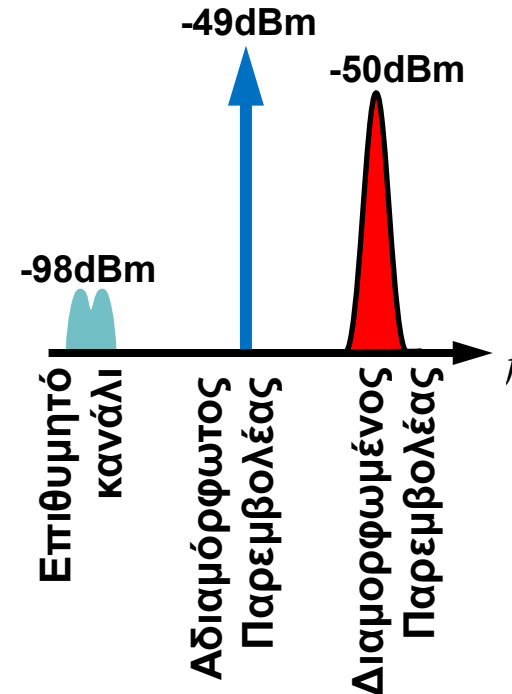
Σήμα -98dBm (*Carrier*)

Στο 4<sup>ο</sup> επόμενο κανάλι Αδιαμόρφωτος  
Παρεμβολέας -49 dBm

Στο 8ο επόμενο κανάλι Διαμορφωμένος  
Παρεμβολέας -50 dBm

Στην έξοδο του δέκτη το επιθυμητό  
κανάλι «μολύνεται» από θόρυβο ( $N$ ) και  
ενδοδιαμόρφωση ( $I$ ).

Πρέπει  $C / (N+I) > 9\text{dB}$ .

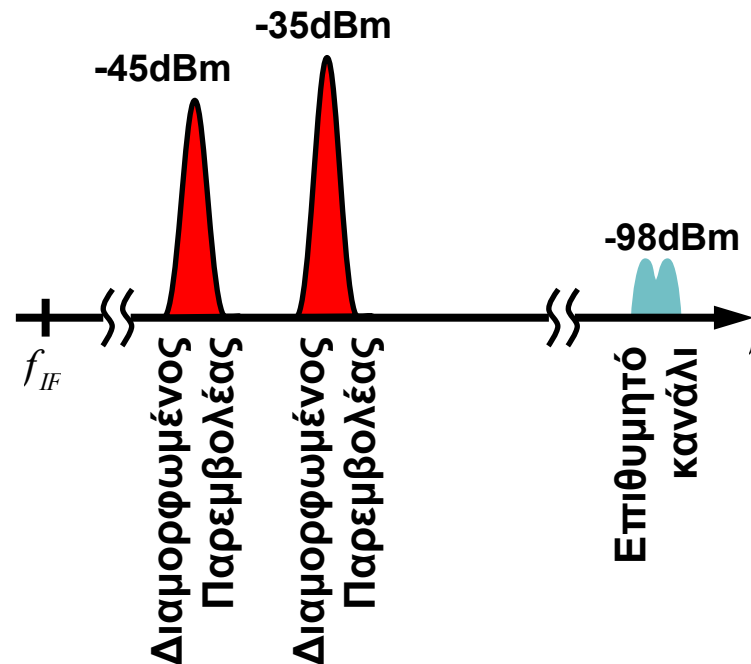


# Ευαισθησία και Δυναμική Περιοχή

- Εξωζωνική ενδοδιαμόρφωση.

Δύο διαμορφωμένοι παρεμβολείς εκτός ζώνης απέχουν τόσο ώστε ένα προϊόν ενδοδιαμόρφωσης να βρεθεί πάνω στο επιθυμητό κανάλι και η δεύτερη αρμονική να συμπίπτει με την IF.

Πρέπει  $C / (N+I) > 9\text{dB}$ .

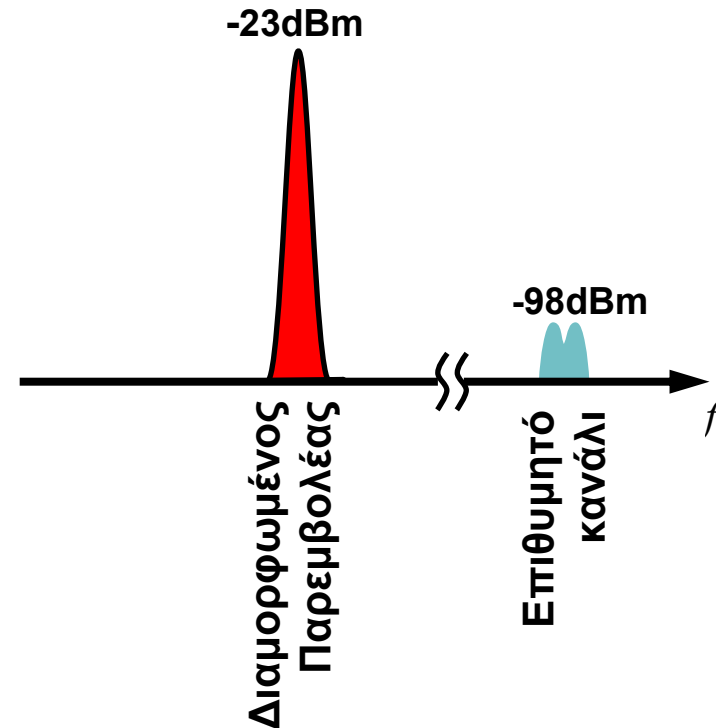


# Ευαισθησία και Δυναμική Περιοχή

- Εξωζωνική αλληλοδιαμόρφωση.

Η μη γραμμικότητα πρέπει να είναι αρκετά μικρή.

Πρέπει  $C / (N+I) > 9\text{dB}$ .



# Ανεπιθύμητη Εκπομπή

Μάσκα διαμόρφωσης για το φάσμα εκπομπής.

- Ισχύς γειτονικού καναλιού (ACP) < -26dBc (IS-54) και -42dBc (IS-95).
- Οι αρμονικές, οι τυχαίες εκπομπές και ο θόρυβος του πομπού μπορεί να ενοχλούν χρήστες αλλά και το δέκτη του ίδιου χρήστη.

Το πρόβλημα μειώνεται με χρονική ολίσθηση της εκπομπής ως προς τη λήψη

