

Κεφάλαιο 3

Αρχιτεκτονικές Πομποδοκτών

Γενικές αρχές

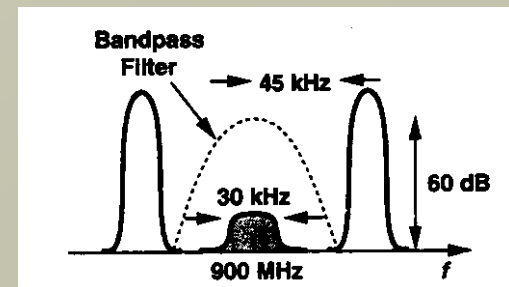
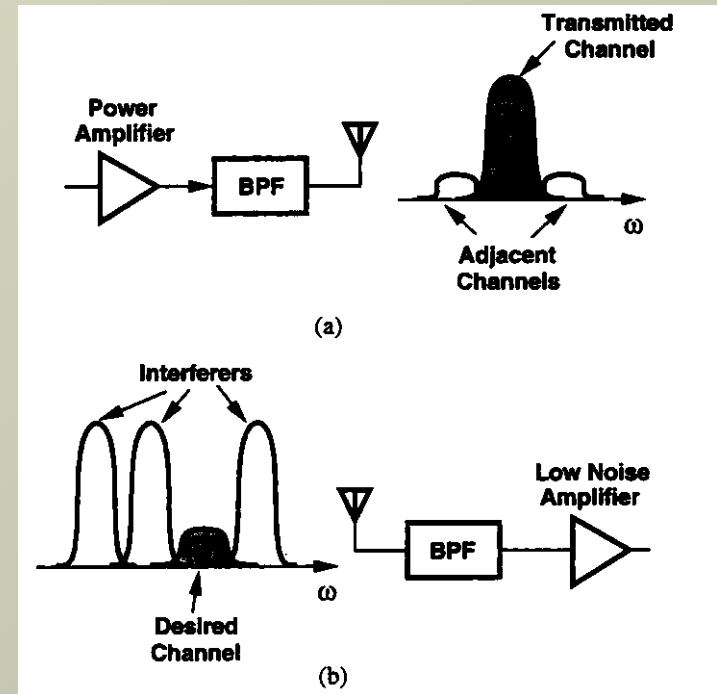
Βασικά κριτήρια επιλογής πομποδεκτών: πολυπλοκότητα, κόστος, κατανάλωση ισχύος και αριθμός εξωτερικών συνιστωσών.

«Εχθρικό» περιβάλλον επιβάλλει περιορισμένο φάσμα στο χρήστη (π.χ 30 kHz στο IS-54 και 200kHz στο GSM)

- στο τμήμα βασικής ζώνης: τεχνικές συμπίεσης, κωδικοποίησης και αποδοτικής διαμόρφωσης
- στο τμήμα RF: στον πομπό διαμόρφωση στενού εύρους ζώνης, ενίσχυση και φιλτράρισμα και στον δέκτη λήψη του επιθυμητού καναλιού και απόρριψη ισχυρών παρεμβολών

Παράδειγμα: δέκτης στα 900 MHz με ενσωματωμένο φίλτρο διέλευσης ζώνης για να επιλέγει ένα κανάλι 30kHz ενώ απορρίπτει γειτονικά κανάλια σε απόσταση 60kHz.

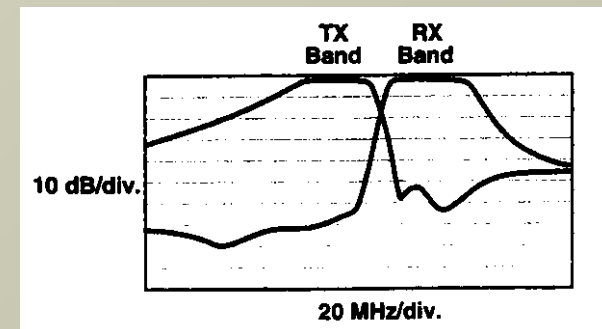
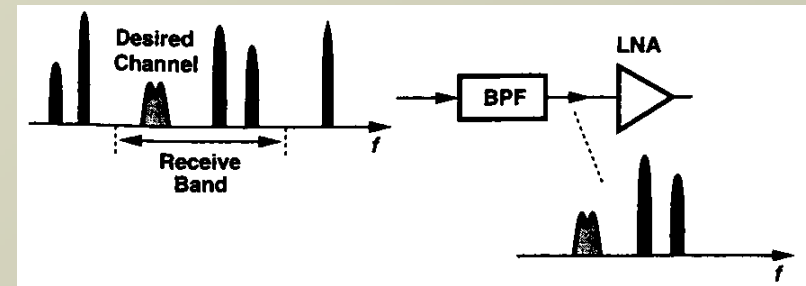
Αν χρησιμοποιηθεί ένα LC φίλτρο για να προκαλέσει εξασθένηση 60 dB στα 45kHz από το κέντρο της ζώνης διέλευσης, πρέπει να έχει ισοδύναμο Q της τάξης του 10^7



«Ζώνη»(Band)≠ «Κανάλι»(Channel)

π.χ η ζώνη GSM εκτείνεται μεταξύ 935MHz και 960MHz ενώ ένα κανάλι GSM έχει εύρος 200kHz.

- Στην πρώτη βαθμίδα γίνεται επιλογή ζώνης και η επιλογή καναλιού γίνεται σε επόμενες βαθμίδες.
- Τα φίλτρα εισόδου (BPF) έχουν πεπερασμένο εύρος ζώνης.
- Η εξασθένιση του σήματος μέσα στη ζώνη διέλευσης του φίλτρου πρέπει να είναι μικρή.
- Ο ενισχυτής ισχύος δεν πρέπει να παράγει προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης έξω από το κανάλι αλλά μέσα στη ζώνη.



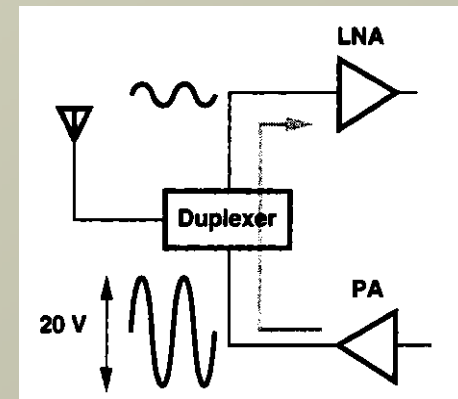
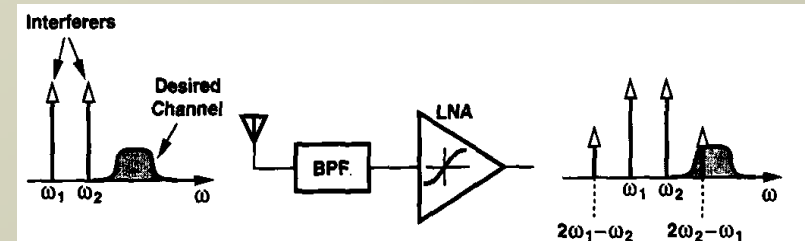
- Οι πρώτες βαθμίδες (LNA, Mixer) πρέπει να έχουν υψηλό IP3, λόγω των ενδοζωνικών παρεμβολέων. Αν και προκαλούν παραμόρφωση πλάτους επηρεάζουν ακόμη και την FM ή PM.

- Μεγάλη δυναμική περιοχή των σημάτων (πάνω από 100dB).

- Μεγάλη ευαισθησία επικίνδυνη για διαφωνία (crosstalk).

- Μεγάλα σήματα απαιτούν AGC.

- Θόρυβος από περιοδική διακοπή του PA.



Αρχιτεκτονικές Δεκτών

Ετερόδουνοι δέκτες

Για αποδοτικότερο φιλτράρισμα υποβιβάζεται η συχνότητα του φέροντος:

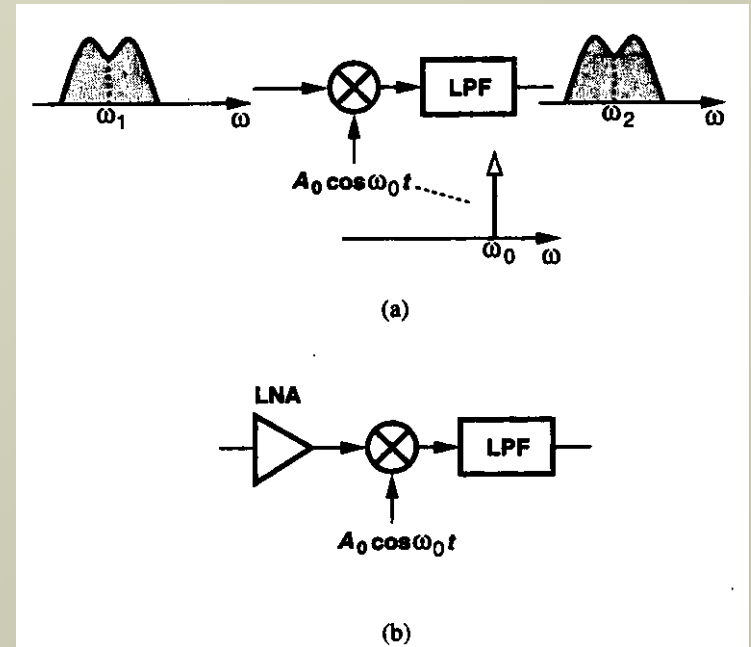
Μίξη (downconversion mixing)

Συχνότητα εισόδου $\omega_1 = \omega_{RF}$

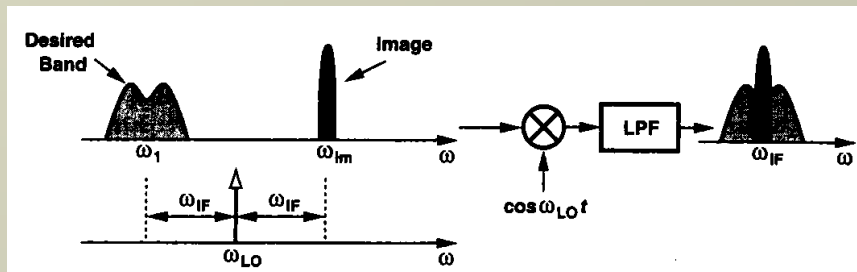
Ενδιάμεση συχνότητα $\omega_2 = \omega_{IF}$

Συχνότητα τοπικού ταλαντωτή $\omega_0 = \omega_{LO}$

Αν $\omega_0 = \omega_1 - \omega_2$, παίρνουμε μια ζώνη γύρω από το ω_2 και μια άλλη γύρω από το $2\omega_1 - \omega_2$



Συχνότητα είδωλο



$$x_1(t) = A_1 \cos \omega_1 t \quad x_2(t) = A_2 \cos \omega_2 t$$

$$\cos(\omega_1 - \omega_2)t \quad \cos(\omega_2 - \omega_1)t$$

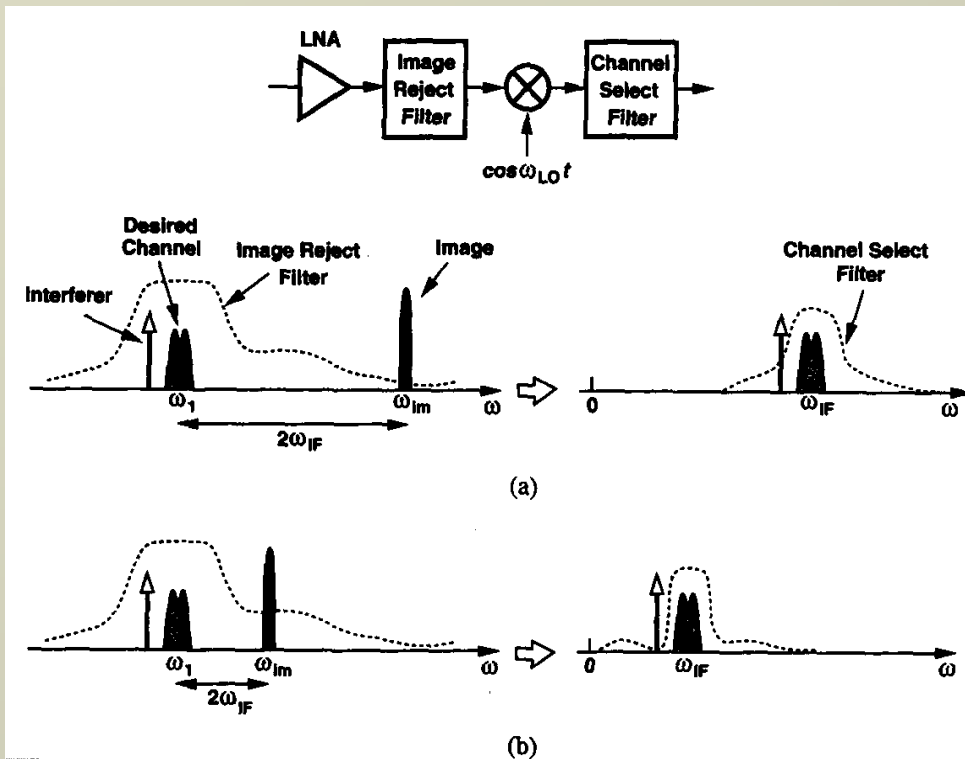
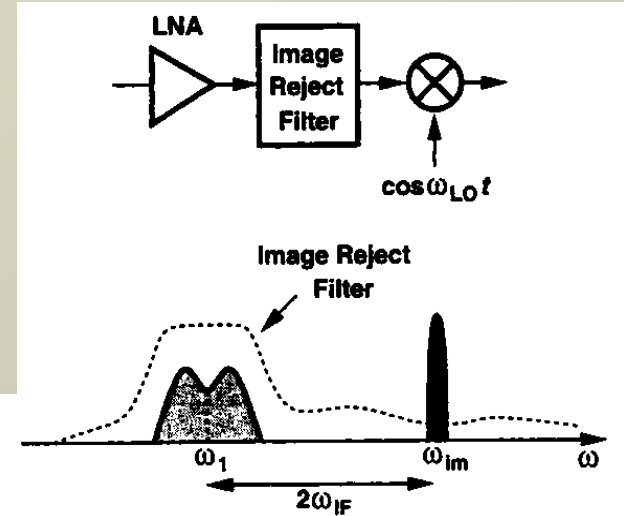
Επιθυμητή συχνότητα: $\omega_1 (= \omega_{LO} - \omega_{IF})$

Συχνότητα είδωλο: $2\omega_{LO} - \omega_1 (= \omega_{LO} + \omega_{IF})$



Απόρριψη ειδώλου μέσω φίλτρου.

Για μικρές απώλειες στην επιθυμητή ζώνη και ταυτόχρονα μεγάλη εξασθένιση στη ζώνη του ειδώλου, πρέπει το $2\omega_{IF}$ να είναι αρκετά μεγάλο.

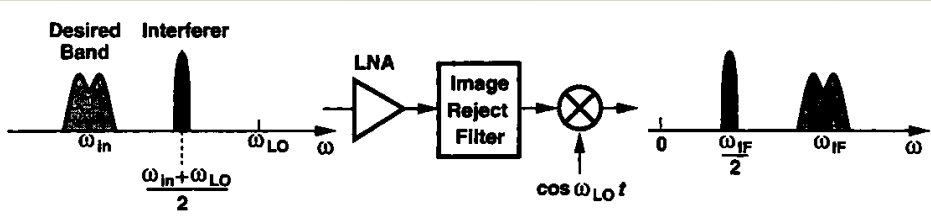


Απόρριψη ειδώλου και κατάργηση των παρεμβολών για (α) υψηλή IF και (β) χαμηλή IF.

- Συμβιβασμός μεταξύ ευαισθησίας και επιλεκτικότητας.
- Διαθεσιμότητα των φίλτρων.
- Επιλογή της ω_{LO} σε σχέση με την ω_{RF} .



Το πρόβλημα της μισής IF



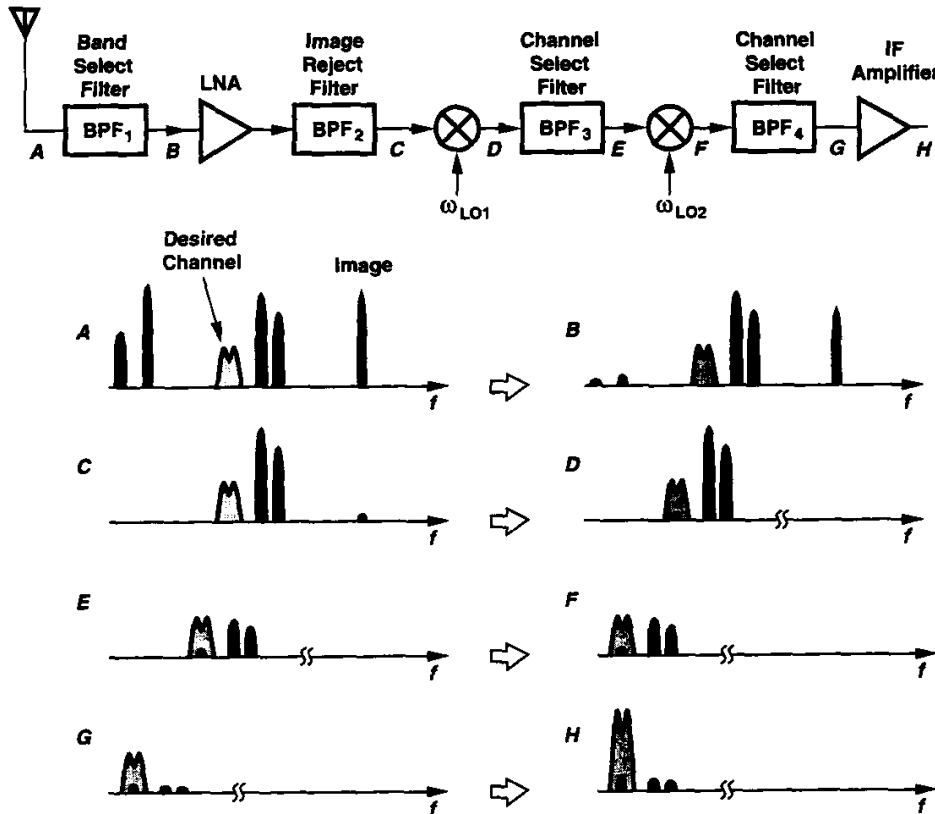
Αν υπάρχει παρεμβολέας σε συχνότητα $(\omega_{in} + \omega_{LO})/2 = \omega_{in} + \omega_{IF}/2$

Παρουσία μη γραμμικότητας 2ας τάξεως:

$$|(\omega_{in} + \omega_{LO}) - 2\omega_{LO}| = \omega_{IF} \quad \text{ή} \quad (\omega_{in} - \omega_{LO})/2 = \omega_{IF}/2$$

Λύση: Ελαχιστοποίηση των παραμορφώσεων 2ας τάξεως, 50% duty cycle στον LO, περιορισμός στο εύρος ζώνης του IRF.

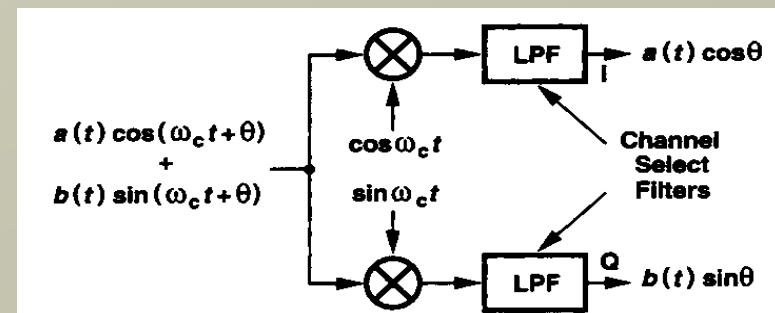
Τοπολογία διπλής IF



Σκοπός: Συμβιβασμός των απαιτήσεων σε ευαισθησία και επιλεκτικότητα.

Επειδή το NF εξαρτάται από τις πρώτες βαθμίδες και η γραμμικότητα από τις τελευταίες, δεχόμαστε ότι καθε dB απολαβής απαιτεί 1dB προ-φιλτραρίσματος για τη συμπίεση των παρεμβολέων.

Μετά τη β' IF γίνεται η φώραση στα αναλογικά και η I-Q μετατροπή στα ψηφιακά.



ΑΣΚΗΣΗ 1 Σε απλό ετερόδυνα δέκτη θεωρείστε ότι η ζώνη λήψης του εκτείνεται από 824 ως 894 MHz και ταυτίζεται με τη ζώνη διέλευσης του BPF2. i) Υποθέστε ότι χρησιμοποιούμε σταθερή ενδιάμεση συχνότητα $f_{IF}=10$ MHz και μεταβλητή συχνότητα τοπικού ταλαντωτή f_{LO} . Σχεδιάστε το «φάσμα» όλων των εμπλεκόμενων συχνοτήτων. Επαναλάβετε το ίδιο για $f_{IF}=100$ MHz. ii) Υποθέστε τώρα ότι χρησιμοποιούμε μεταβλητή ενδιάμεση συχνότητα f_{IF} και σταθερή συχνότητα τοπικού ταλαντωτή $f_{LO}=760$ MHz. Σχεδιάστε και πάλι το «φάσμα» όλων των εμπλεκόμενων συχνοτήτων. Επαναλάβετε το ίδιο για $f_{LO}=850$ MHz. iii) Εντοπίστε τις συχνοτήτες είδωλα σε όλες τις περιπτώσεις και σχολιάστε ποιοι συνδυασμοί είναι αποτελεσματικοί ως προς την απόρριψη τους.

ΑΣΚΗΣΗ 2 Το σήμα εισόδου υπερετερόδυνα δέκτη έχει κεντρική συχνότητα 900MHz. Η πρώτη ενδιάμεση συχνότητα λαμβάνεται από φίλτρο με κεντρική συχνότητα 45MHz και εύρος ζώνης ± 2 MHz, ενώ για τη δεύτερη ενδιάμεση συχνότητα έχουμε αντίστοιχα 455KHz \pm 100KHz. Να υπολογιστούν οι συχνοτήτες των τοπικών ταλαντωτών, f_{LO1} και f_{LO2} , και οι συχνοτήτες είδωλα που μπορούν να εμφανιστούν στην έξοδο του δέκτη.

ΑΣΚΗΣΗ 3 Σε έναν υπερετερόδυνα δέκτη να υπολογιστούν οι συχνοτήτες των τοπικών ταλαντωτών, f_{LO1} και f_{LO2} , που απαιτούνται για να καλυφθεί η ζώνη των 2 MHz ως 30 MHz αν η πρώτη IF πρέπει να είναι 50 MHz και η δεύτερη 10MHz.



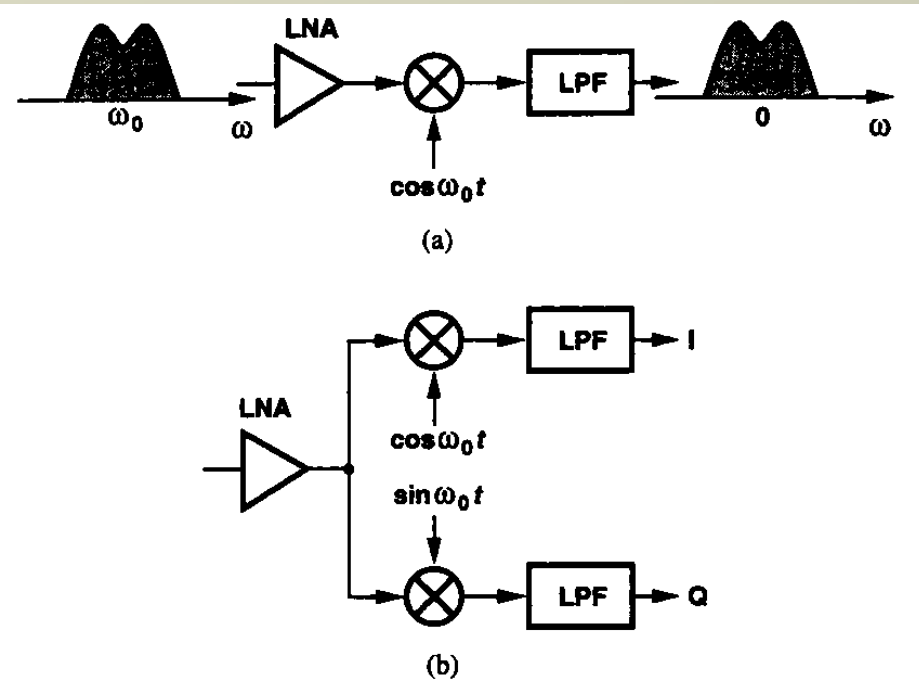
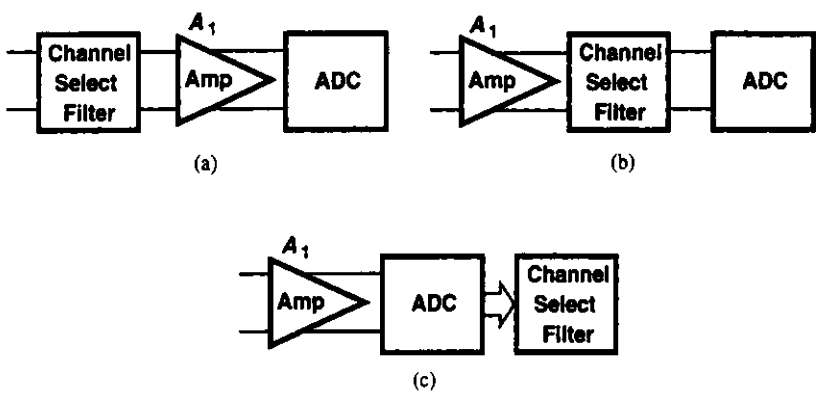
Ομόδυνοι Δέκτες

$\omega_{LO} = \omega_{RF} = \omega_0$ και φίλτρο ΧΣ (μόνο για AM ενώ για FM και PM απαιτείται I-Q διαχωρισμός).

Πλεονεκτήματα:

- Απλούστερη τοπολογία.
- Αποφεύγεται η συχνότητα είδωλο χωρίς IRF.
- Αντί για ενισχυτές και φίλτρα IF αρκούν τα αντίστοιχα ΧΣ (μονολιθικά).

• Επιλογή Καναλιού

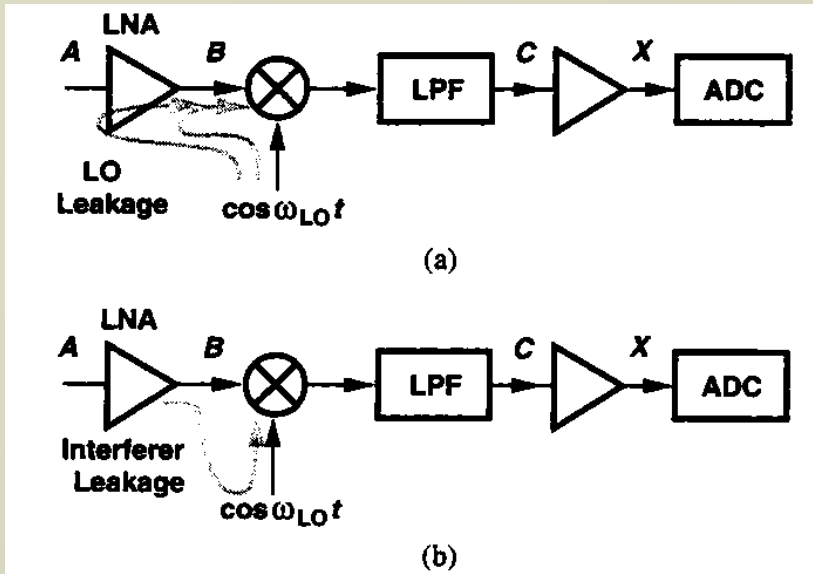


Για την επεξεργασία σήματος βασικής ζώνης είναι δυνατές τρεις τοπολογίες.

- A1:** μη γραμμικός υψηλής απολαβής
ADC: μέτριας δυναμικής (4-8bits)
LPF: απαιτητικό σε θόρυβο και γραμμικότητα
- LPF:** μικρότερες απαιτήσεις σε θόρυβο
A1: απαιτείται γραμμικότητα και πρόσθετη ενίσχυση
ADC: σημαντικός ο θόρυβός του
- φιλτράρισμα ψηφιακό =>**
ADC: γραμμικός και χαμηλού θορύβου



•Ολίσθηση της DC στάθμης

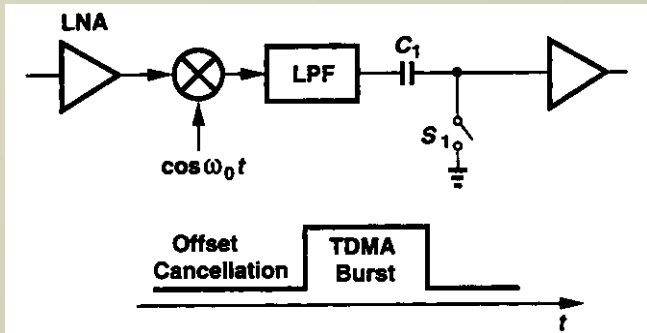


Η DC ολίσθηση μπορεί να μολύνει το σήμα αλλά και να φέρει τις βαθμίδες ΧΣ στον κόρο.

Προέρχεται: α) από διαρροή του LO στην είσοδο του LNA ή/και του mixer (self mixing).

β) από διαρροή του σήματος εισόδου ή ενός ισχυρού παρεμβολέα στην είσοδο LO του mixer.

Το πρόβλημα επιδεινώνεται αν η DC στάθμη μεταβάλλεται με το χρόνο (ανακλάσεις σε κινούμενα αντικείμενα).



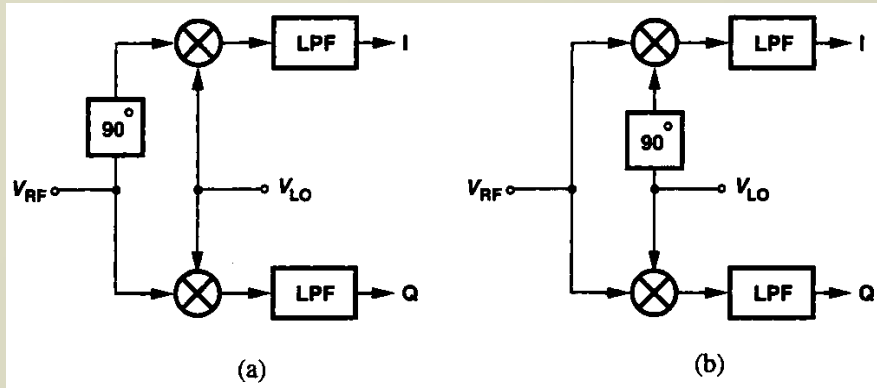
Απαιτείται αντιστάθμιση της ολίσθησης DC.

- Φιλτράρισμα ΧΣ
- Κωδικοποίηση μακριά από το DC
- Εκμετάλλευση του νεκρού χρόνου (στα ψηφιακά)

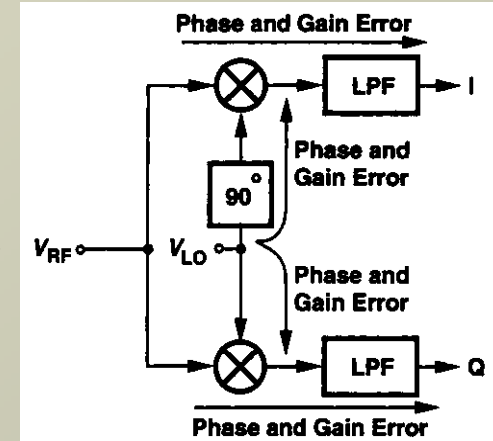
Απαιτούνται μεγάλοι πυκνωτές
Δεν αποφεύγονται οι παρεμβολές



• Ασυμφωνία I/Q



Όλες οι βαθμίδες στις διαδρομές I και Q εισάγουν σφάλμα απολαβής και φάσης.



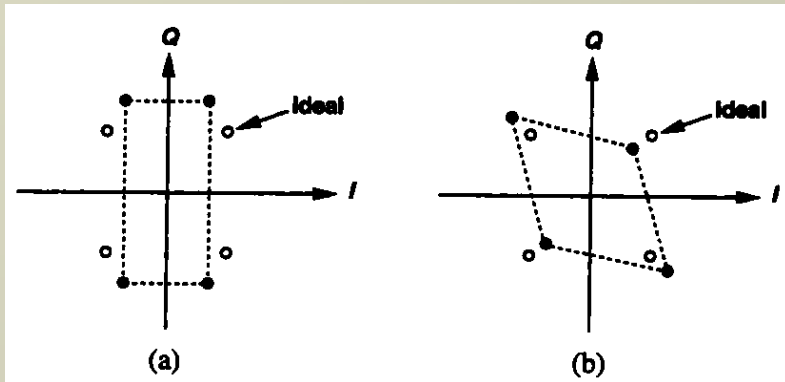
$$x_{in}(t) = a \cos \omega_c t + b \sin \omega_c t$$

$$x_{LO,I}(t) = 2 \left(1 + \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \left(\omega_c t + \frac{\theta}{2} \right)$$

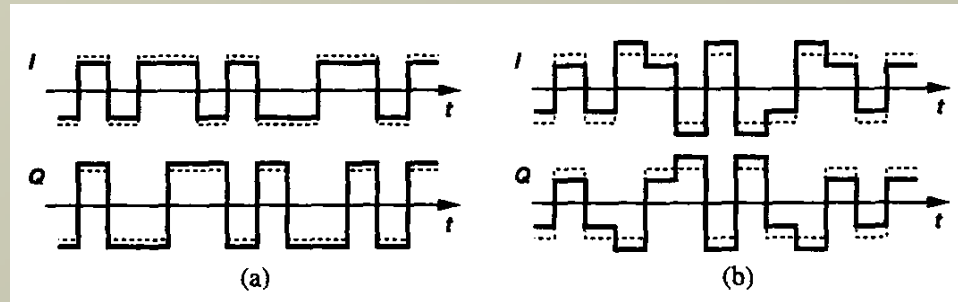
$$x_{LO,Q}(t) = 2 \left(1 - \frac{\epsilon}{2} \right) \sin \left(\omega_c t - \frac{\theta}{2} \right)$$

$$x_{BB,I}(t) = a \left(1 + \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \frac{\theta}{2} - b \left(1 + \frac{\epsilon}{2} \right) \sin \frac{\theta}{2}$$

$$x_{BB,Q}(t) = -a \left(1 - \frac{\epsilon}{2} \right) \sin \frac{\theta}{2} + b \left(1 - \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \frac{\theta}{2}$$



Παράδειγμα στο QPSK.



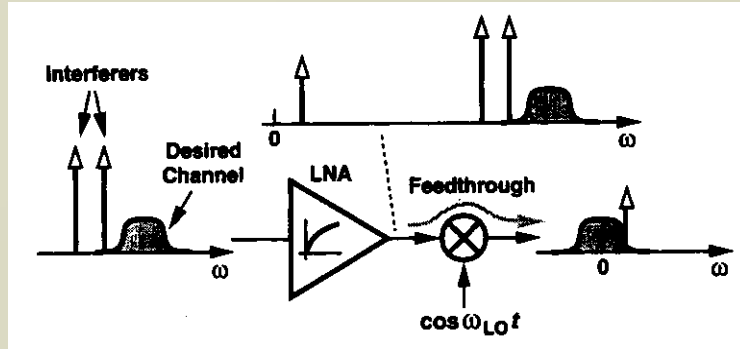
Στους ετερόδυνους δέκτες το πρόβλημα είναι λιγότερο έντονο διότι ο διαχωρισμός I/Q γίνεται σε χαμηλότερη συχνότητα και σε ενισχυμένα σήματα.

Οι μονολιθικές τεχνολογίες μειώνουν τις ασυμφωνίες I/Q.



• Παραμόρφωση Άρτιας Τάξης

α) Δύο ισχυροί παρεμβολείς στην είσοδο μη γραμμικού LNA.



$$\left. \begin{aligned} y(t) &= a_1 x(t) + a_2(t) x^2(t) \\ x(t) &= A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t \end{aligned} \right\} \Rightarrow a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t$$

Σε μη ιδανικό μίκτη ένα ποσοστό του σήματος εισόδου περνάει στην έξοδο και σ' αυτήν την περίπτωση θα βρεθεί στη βασική ζώνη.

β) Στο σήμα εισόδου υπάρχει διαμόρφωση AM εκτός από FM ή PM.

$$x_{in}(t) = (a + \varepsilon \cos \omega_m t)(a \cos \omega_c t + b \sin \omega_c t) \Rightarrow (a^2 + b^2) A \varepsilon \cos \omega_m t \quad \text{Αποδιαμορφωμένο AM που μπορεί να περάσει από το μίκτη.}$$

- Η παραμόρφωση 2ας τάξεως μπορεί να χαρακτηριστεί από το IP2.
- Χρήση διαφορικών LNA και mixer: ασυμβίβαστη με κεραίες και αυξάνει την κατανάλωση.

• Θόρυβος Flicker

Ισχυρός στις ΧΣ και στα MOSFET.

- Μεγάλη ενίσχυση στο RF σήμα
- Μεγάλες διαστάσεις διατάξεων
- Αντιστάθμιση της ολίσθησης DC

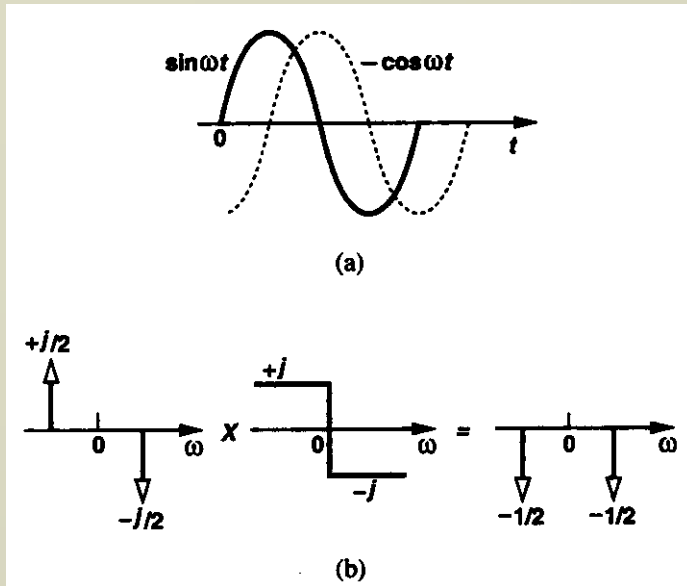
• Διαρροή του LO

Εκτός από την ολίσθηση DC, η εκπομπή του LO από την κεραία προκαλεί πρόβλημα σε άλλους δέκτες.

Επιτρεπτή ακτινοβολία μεταξύ -50 και -80 dBm.



Δέκτες Απόρριψης Ειδώλου



Ολίσθηση φάσης κατά 90° επιτυγχάνεται σε ένα σήμα στενής ζώνης αν το φάσμα του πολλαπλασιαστεί επί

$$G(\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega)$$

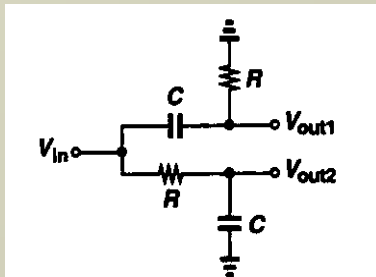
Τότε το $\sin \omega t \Rightarrow -\cos \omega t$ και το $\cos \omega t \Rightarrow \sin \omega t$ δηλαδή $t \Rightarrow t - T/4$.

Μπορεί να υλοποιηθεί με φίλτρο RC-CR:

Για ημιτονική είσοδο με συχνότητα ω , η ολίσθηση φάσης για το $V_{out1}(t)$ και το $V_{out2}(t)$ είναι ίση με $\pi/2 - \tan^{-1}(RC\omega)$ και $-\tan^{-1}(RC\omega)$, αντίστοιχα.

Έτσι, $V_{out1}(t)$ και $V_{out2}(t)$ έχουν διαφορά φάσης 90° σε όλες τις συχνότητες.

Η ιδέα είναι να επεξεργαστούμε διαφορετικά το σήμα από το είδωλο και να αντισταθμίσουμε τα αποτελέσματα.



Αρχιτεκτονική Hartley

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

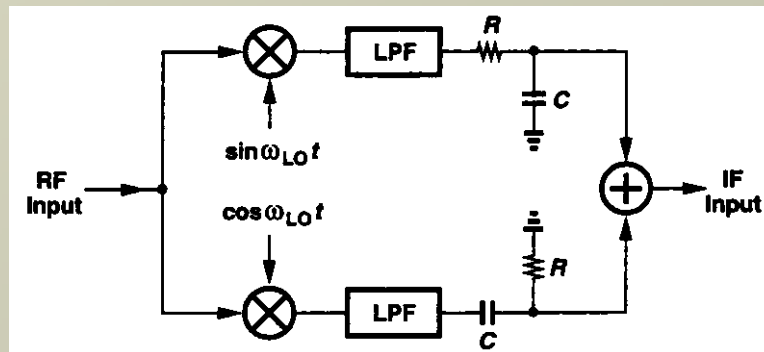
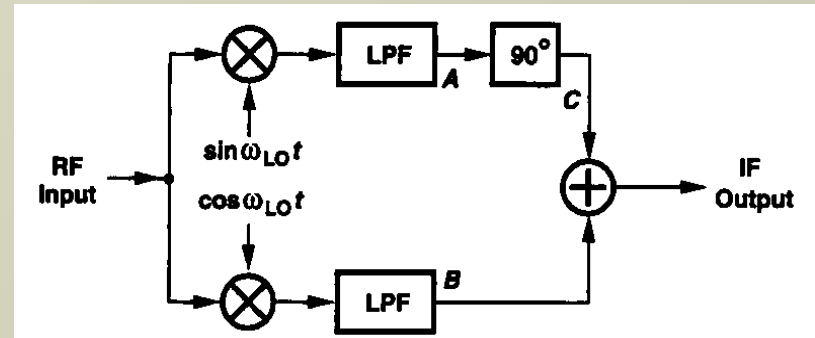
Λαμβάνουμε $\omega_{RF} - \omega_{LO} = \omega_{LO} - \omega_{im} = \omega_{IF}$

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

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

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

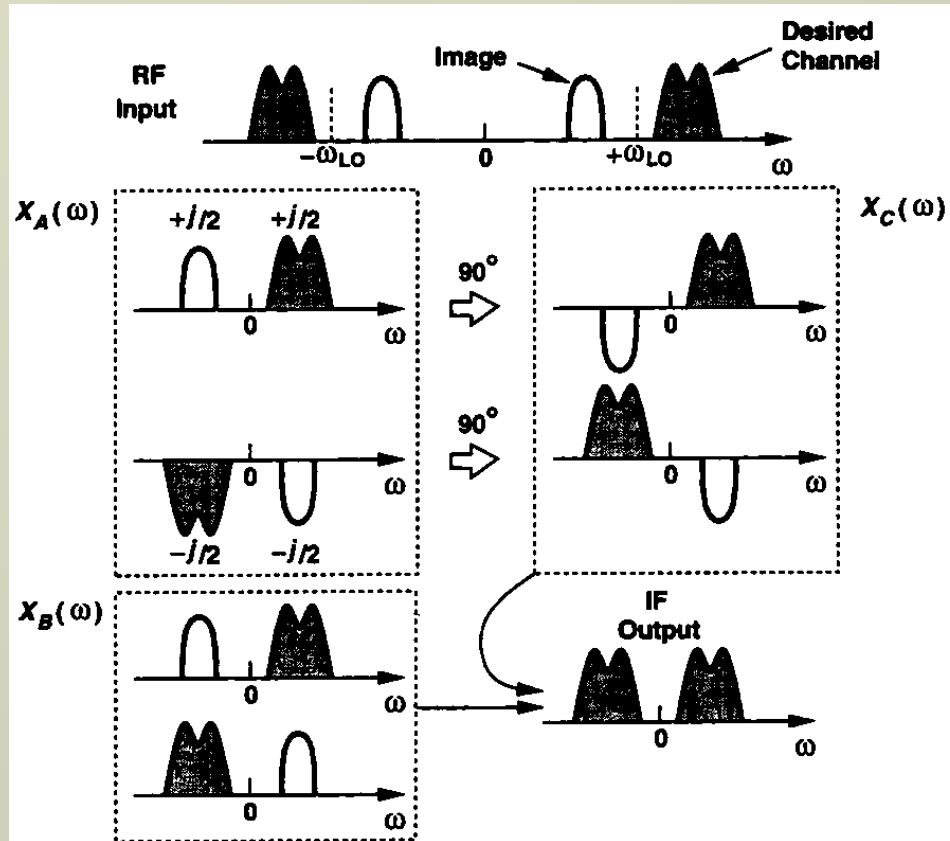
$$x_C(t) = +\frac{A_{RF}}{2} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t - \frac{A_{im}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{im})t. \Rightarrow x_C(t) + x_B(t) = A_{RF} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t$$



Στην πράξη,
αντί για ολίσθηση 90°
χρησιμοποιούμε ±45°



Γραφική ανάλυση της Αρχιτεκτονικής Hartley



Μειονέκτημα: Ευαισθησία σε ασυμφωνίες των δύο κλάδων

Υποθέτοντας ότι οι δύο φάσεις του LO δίνονται από τις: $A_{LO} \sin \omega_{LO} t$ και $(A_{LO} + \varepsilon) \cos(\omega_{LO} t + \theta)$

όπου ε και θ εκφράζουν την ασυμφωνία πλάτους και φάσης αντίστοιχα.

Παίρνουμε:

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

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

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

Προσθέτοντας τις $x_B(t)$ και $x_C(t)$, παίρνουμε:

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

$$x_{im}(t) = \frac{(A_{LO} + \varepsilon) A_{im}}{2} \cos[(\omega_{LO} - \omega_{im})t + \theta] - \frac{A_{LO} A_{im}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{im})t.$$

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

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

όπου $A = A_{LO}$ και $B = A_{LO} + \varepsilon$. Για $\varepsilon \ll A_{LO}$ και $\theta \ll 1$ rad, έχουμε:

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

όπου $\Delta A / A = \varepsilon / A_{LO}$ και το θ σε radians.

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

$$\frac{\Delta A}{A} \approx \frac{\Delta R/R + \Delta C/C}{\sqrt{2 + \Delta R/R + \Delta C/C}} \div \frac{1}{\sqrt{2}} \approx \frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C}.$$



Αρχιτεκτονική Weaver

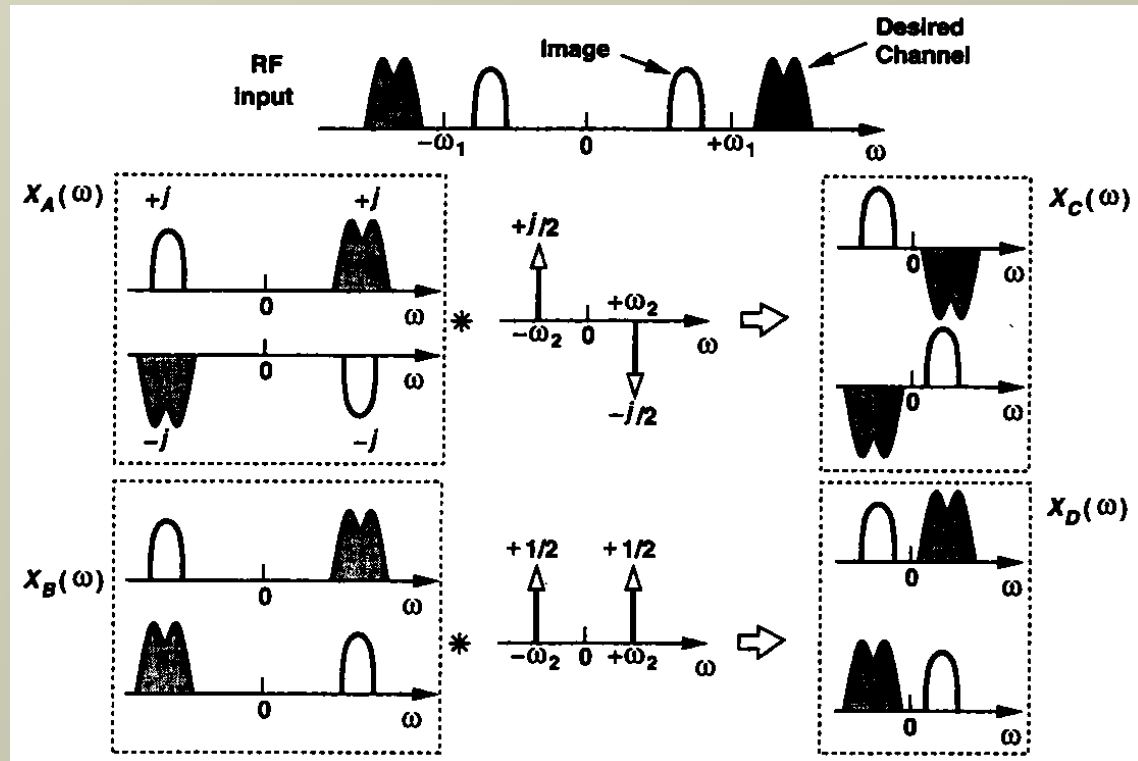
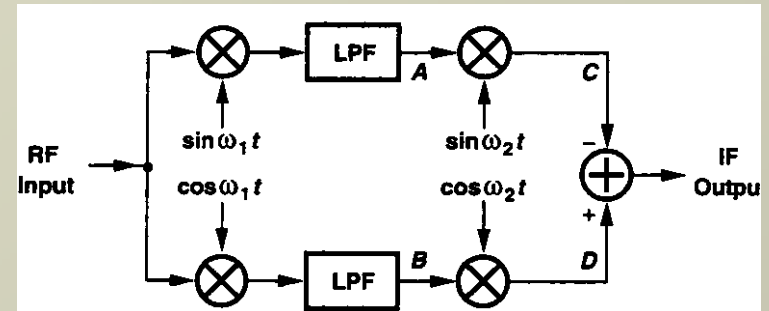
Θεωρούμε ότι $\omega_2 \ll \omega_1$.

$$X_A(\omega) * j[\delta(\omega + \omega_2) - \delta(\omega - \omega_2)]/2 = X_C(\omega)$$

$$X_B(\omega) * [\delta(\omega + \omega_2) + \delta(\omega - \omega_2)]/2 = X_D(\omega)$$

Στην $X_D(\omega) - X_C(\omega)$ τα είδωλα αντισταθμίζονται.

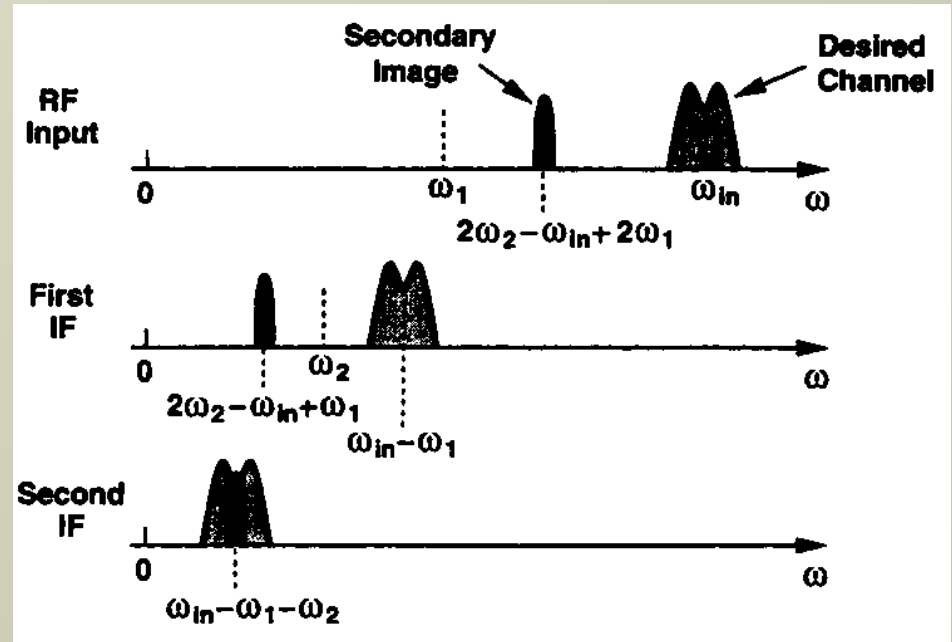
Επειδή στην έξοδο θα εξακολουθούν να υπάρχουν τα είδωλα: $+\omega_2 + \omega_{IF}$ και $-\omega_2 - \omega_{IF}$, απαιτείται και LPF στην έξοδο.



Επιλογή των ω_1 και ω_2 .

Αν το φάσμα του σήματος δεν είναι κεντραρισμένο στο DC, εμφανίζεται το πρόβλημα του «δευτερεύοντος ειδώλου». Έστω π.χ. ότι στο φάσμα εισόδου υπάρχει παρεμβολέας σε συχνότητα $2\omega_2 - \omega_{in} + 2\omega_1$. Μετά την πρώτη μίξη ο παρεμβολέας εμφανίζεται στο $2\omega_2 - \omega_{in} + \omega_1$, δηλαδή ως είδωλο του σήματος γύρω από το ω_2 .

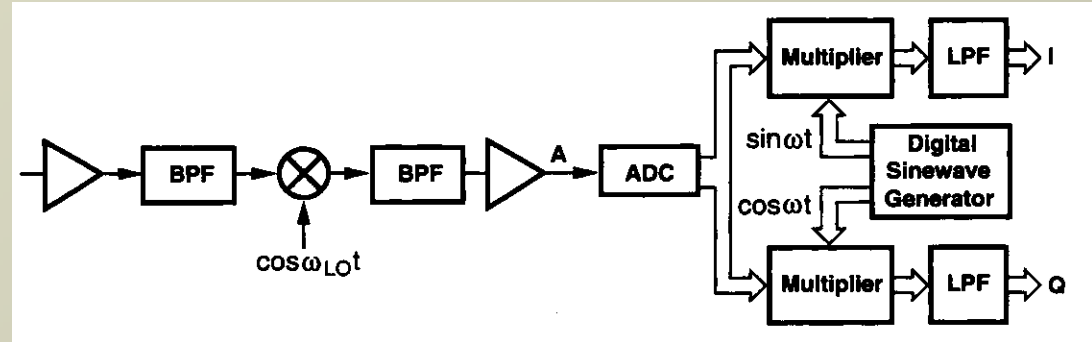
- Σ' αυτή την περίπτωση, αντί για LPF χρειάζεται BPF.
- Μπορεί επίσης να επιλεγεί $\omega_1 \pm \omega_2 = \omega_{in}$ ώστε ή έξοδος να είναι στη βασική ζώνη χωρίς τα προβλήματα του ομόδυνου δέκτη.



Δέκτες Ψηφιακής Ενδιάμεσης Συχνότητας

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

Αποφεύγονται έτσι τα προβλήματα ασυμφωνίας I/Q.



Πρόβλημα: ο ADC πρέπει να έχει υψηλές επιδόσεις.

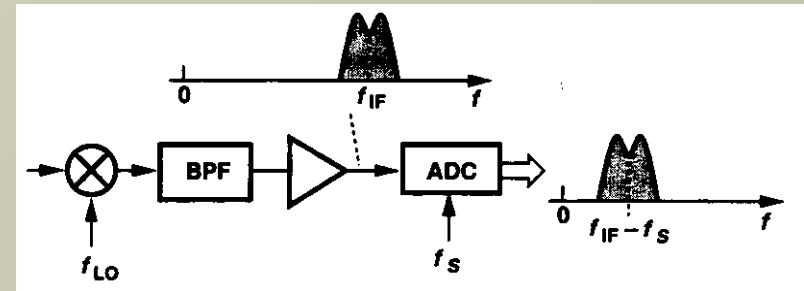
α) Χαμηλό θερμικό θόρυβο και θόρυβο κβάντισης.

β) Υψηλή γραμμικότητα.

γ) Μεγάλη δυναμική περιοχή.

δ) Εύρος ζώνης συμβατό με την πρώτη IF.

ε) Χαμηλή κατανάλωση ισχύος.



Π.χ. για IF 50-200MHz χρειάζεται δειγματοληψία 100-400MHz και ταυτόχρονα διακριτική ικανότητα 14bits.

Δεν έχουν υλοποιηθεί ακόμη.-Ερευνητικό θέμα.



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

Προς το παρόν χρησιμοποιείται σε σταθμούς βάσης.

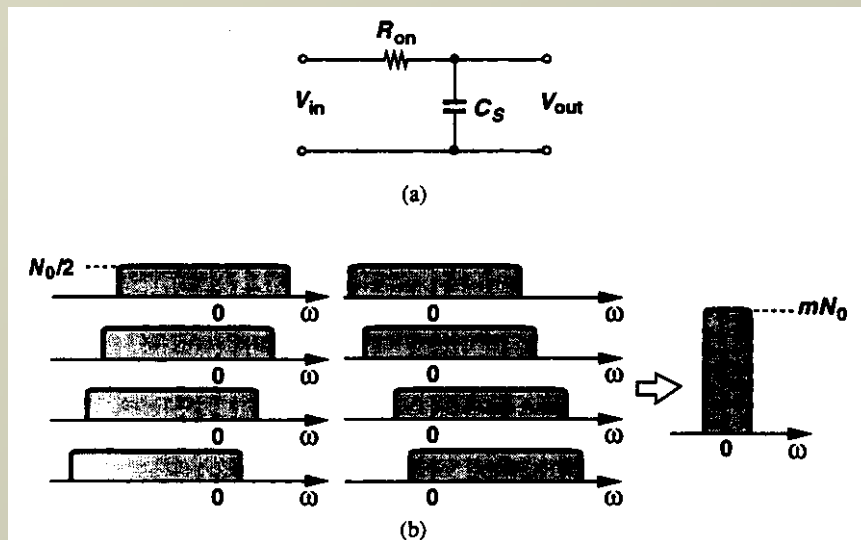
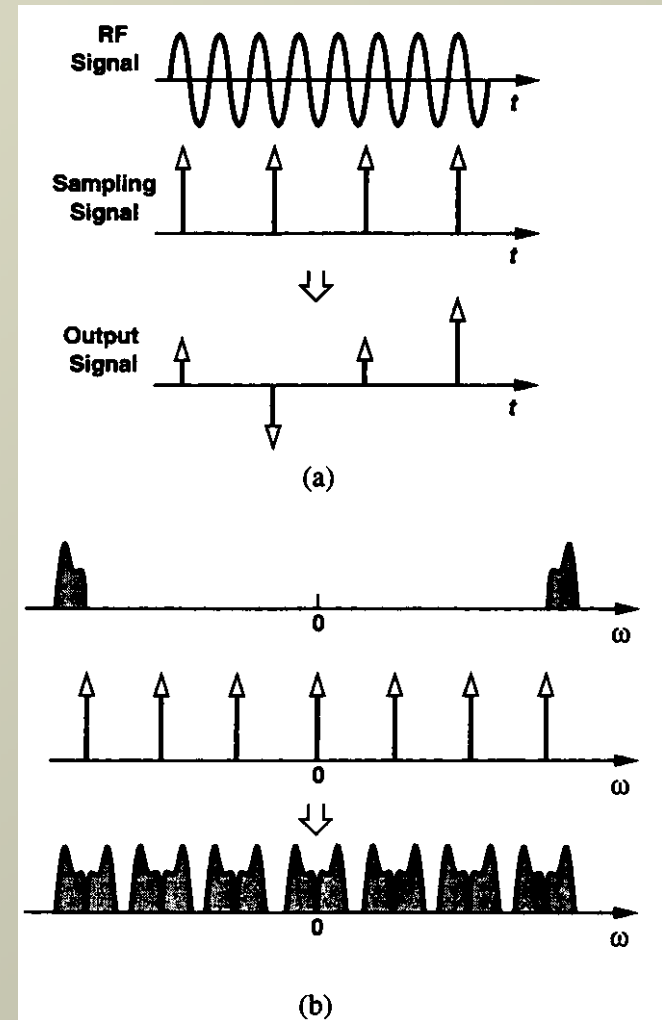
Δέκτες Υποδειγματοληψίας

Το RF σήμα δειγματοληπτείται σε μία πολύ χαμηλότερη συχνότητα αρκεί να είναι $\geq 2\Delta f$, όπου Δf το εύρος ζώνης της πληροφορίας.

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

Μειονεκτήματα:

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



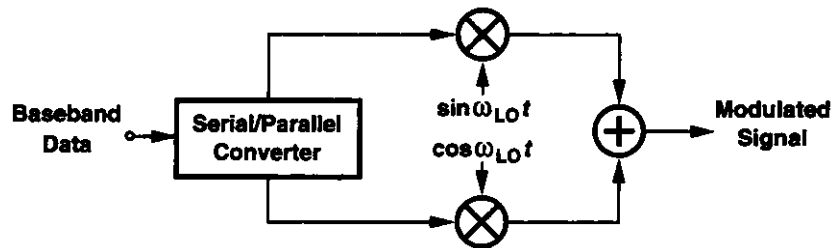
Αρχιτεκτονικές Πομπών

Ο πομπός RF εκτελεί διαμόρφωση, μετατροπή της συχνότητας προς τα άνω και ενίσχυση ισχύος.

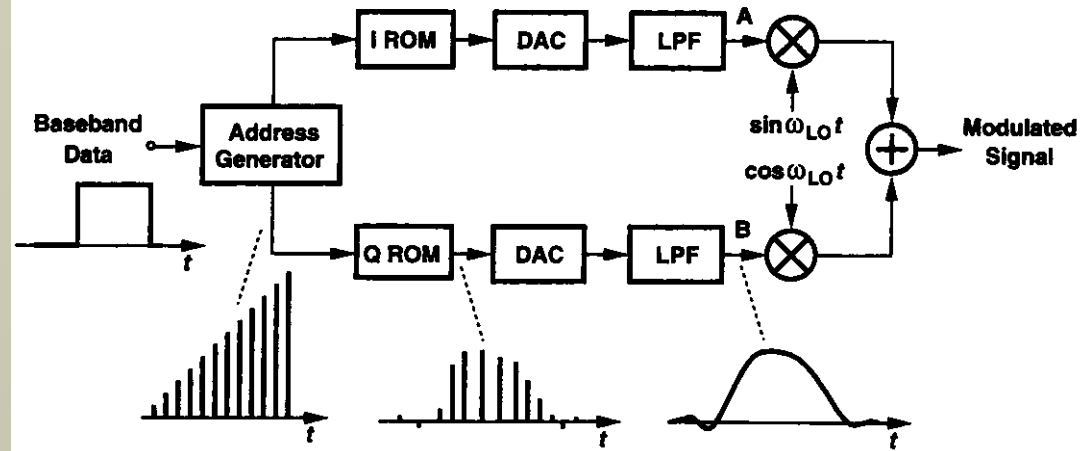
Διεπαφή Βασικής Ζώνης-RF



Η διεπαφή σε σύστημα FM.



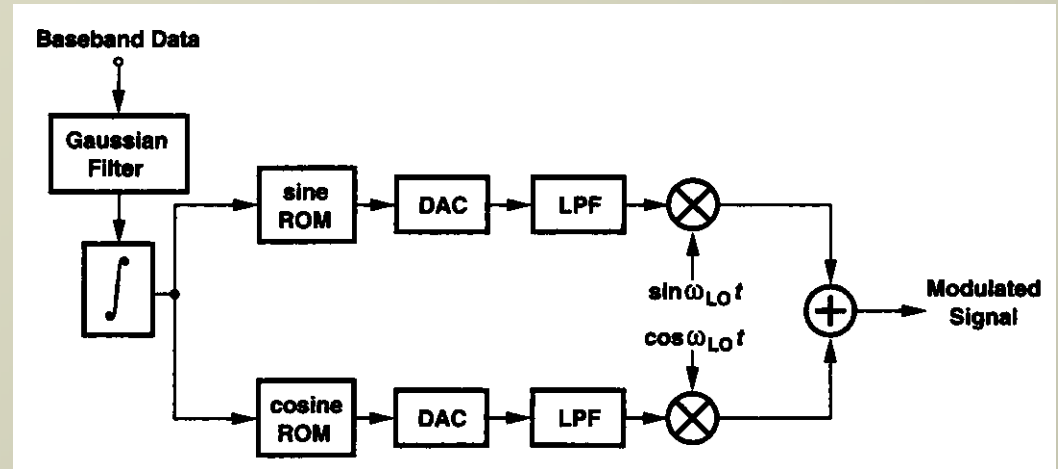
Η διεπαφή στα συστήματα με ορθογώνια διαμόρφωση. Για ελαχιστοποίηση της αλληλεπίδρασης συμβόλων και περιορισμό του φάσματος χρησιμοποιείται συνδυασμός αναλογικών και ψηφιακών τεχνικών.



Στο σύστημα με διαμόρφωση **GMSK**, το σήμα παρίσταται ως:

$$x_{\text{GMSK}}(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi_k(t)]$$

Όπου: $\varphi_k(t) = \int \sum h(t) * p(t - kT) dt$
 και $h(t)$ είναι η κρουστική απόκριση ενός φίλτρου Gaussian.



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

$$x_{\text{GMSK}}(t) = A \cos \omega_c t \cos[\varphi_k(t)] - A \sin \omega_c t \sin[\varphi_k(t)]$$



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:

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

Αν υπάρχει διαφορά πλάτους ϵ και φάσης θ στους δύο κλάδους, μετά τον αθροιστή παίρνουμε:

$$u_{out}(t) = V_0 \sin \omega_{in} t \sin \omega_{LO} t + V_0(1 + \epsilon) \cos \omega_{in} t \cos(\omega_{LO} t + \theta) \approx \frac{V_0}{2} [1 + (1 + \epsilon) \cos \theta] \cos(\omega_{in} - \omega_{LO})t - \frac{V_0}{2} (1 + \epsilon) \sin \theta \sin(\omega_{LO} - \omega_{in})t + \frac{V_0}{2} [-1 + (1 + \epsilon) \cos \theta] \cos(\omega_{in} + \omega_{LO})t - \frac{V_0}{2} (1 + \epsilon) \sin \theta \sin(\omega_{LO} + \omega_{in})t$$

Έτσι η ισχύς στην πλευρική $\omega_{LO} + \omega_{in}$ προς την ισχύ στην $\omega_{LO} - \omega_{in}$ είναι: $\frac{P_+}{P_-} \approx \frac{1 - (1 + \epsilon) \cos \theta + \epsilon}{1 + (1 + \epsilon) \cos \theta + \epsilon}$

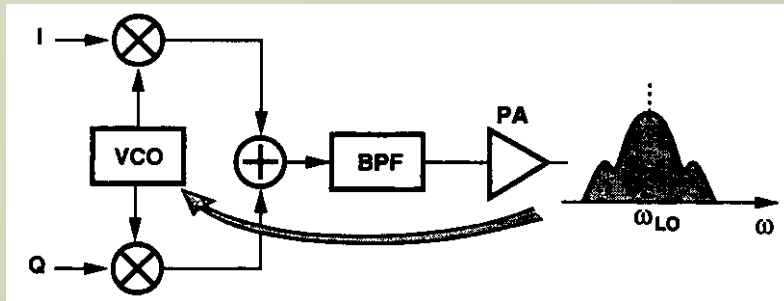
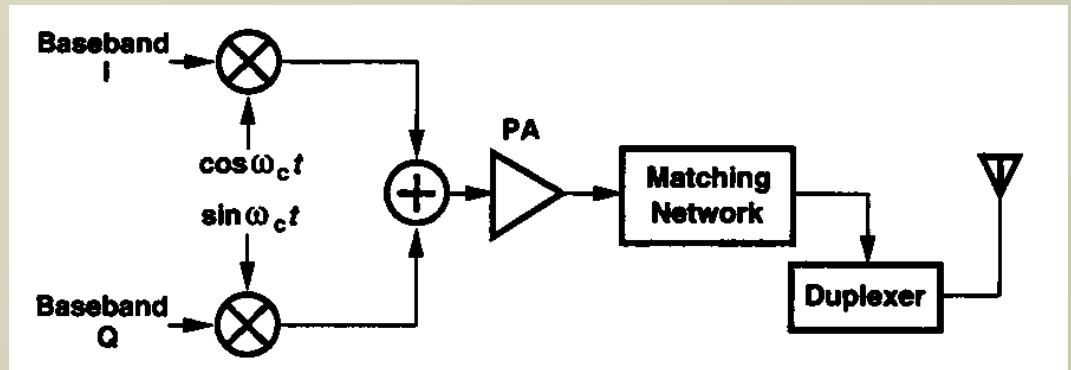
Αν η επιθυμητή πλευρική είναι 30 dB πάνω από την ανεπιθύμητη η διαφωνία θεωρείται αμελητέα.



Διεπαφή Ενισχυτού Ισχύος-Κεραίας

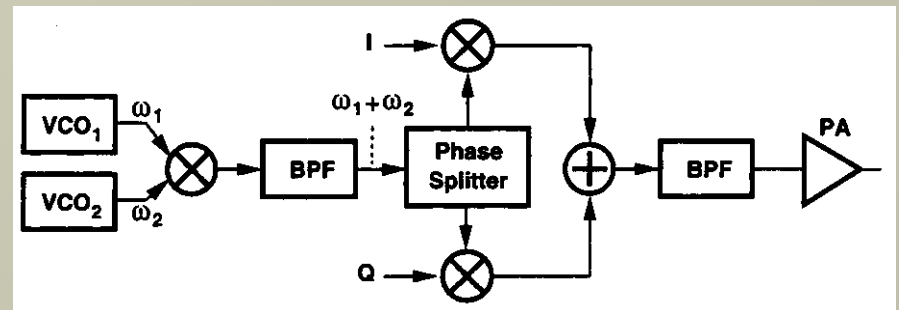
Πομποί Άμεσης Μετατροπής Συχνότητας

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

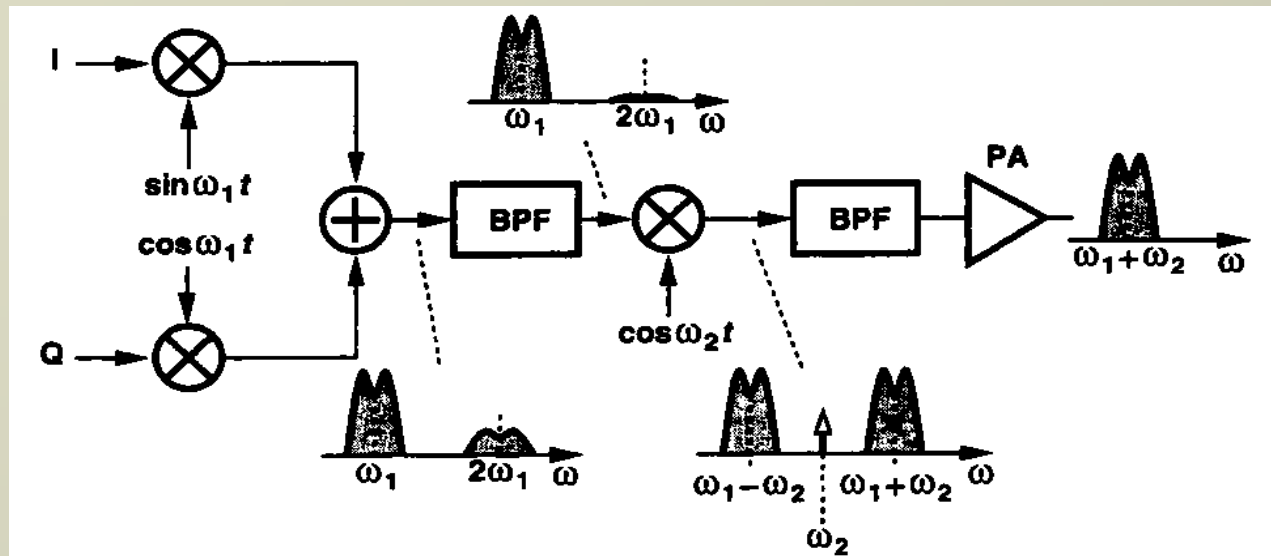


Μειονέκτημα: Μόλυνση του σήματος του LO από το διαμορφωμένο σήμα του PA (injection pulling).

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



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 αφού η διαμόρφωση γίνεται σε χαμηλότερη συχνότητα.

Το δεύτερο BPF πρέπει να εξασθενεί τις πλευρικές κατά 50-60dB άρα πρέπει αναγκαστικά να είναι ακριβό, παθητικό, εξωτερικό φίλτρο.

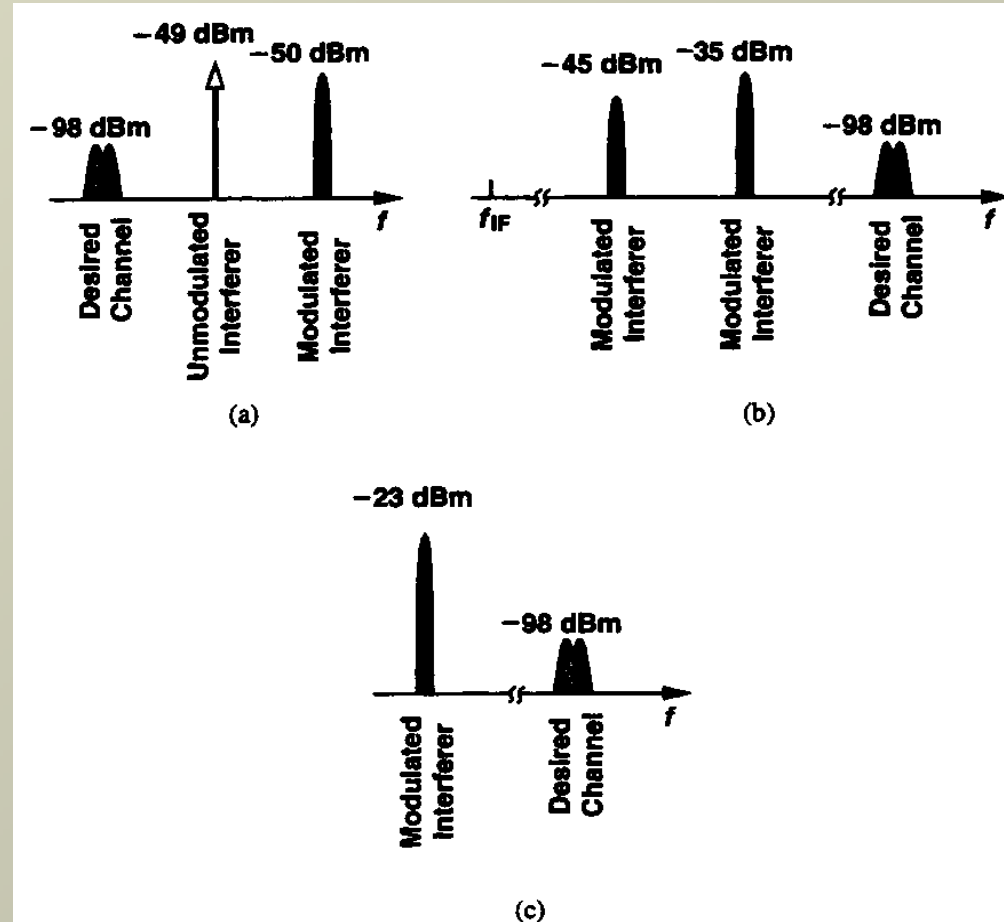


Έλεγχος Επιδόσεων Πομποδεκτών

Πάνω από 100 είδη ελέγχων.

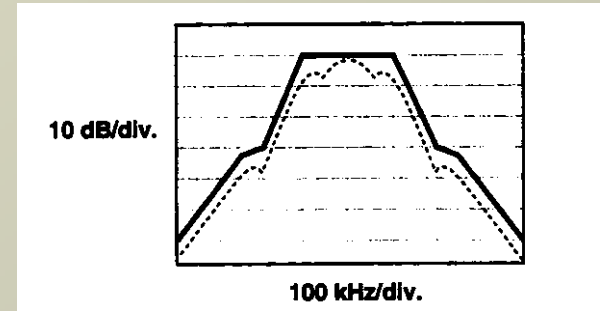
Ευαισθησία και Δυναμική Περιοχή

- MDS (απουσία παρεμβολών)
για το GSM -120dBm με SNR 9-12dB
ώστε να επιτύχουμε $BER=10^{-3}$.
Αν $P_{MDS} = -174dBm + 10\log B + NF + SNR \Rightarrow$
 $NF=7$ ως $10dB$.
- IP3
- Ενδοζωνική ενδοδιαμόρφωση (σχ.α).
Πρέπει $C/(N+I) > 9dB$.
- Εξωζωνική ενδοδιαμόρφωση (σχ.β).
Για την IF πρέπει $C/(N+I) > 9dB$.
- Εξωζωνική αλληλοδιαμόρφωση (σχ.γ).
Η μη γραμμικότητα πρέπει να είναι αρκετά μικρή ώστε $C/(N+I) > 9dB$.



Ανεπιθύμητη Εκπομπή

- Μάσκα διαμόρφωσης για το φάσμα εκπομπής.
- Ισχύς γειτονικού καναλιού (ACP) $< -26\text{dBc}$ (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.



ΑΣΚΗΣΗ 4 Στον ετερόδουνο δέκτη του σχήματος υπολογίστε την εικόνα θορύβου (NF) από την είσοδο (A) ως την έξοδο (H) αν δίνονται:

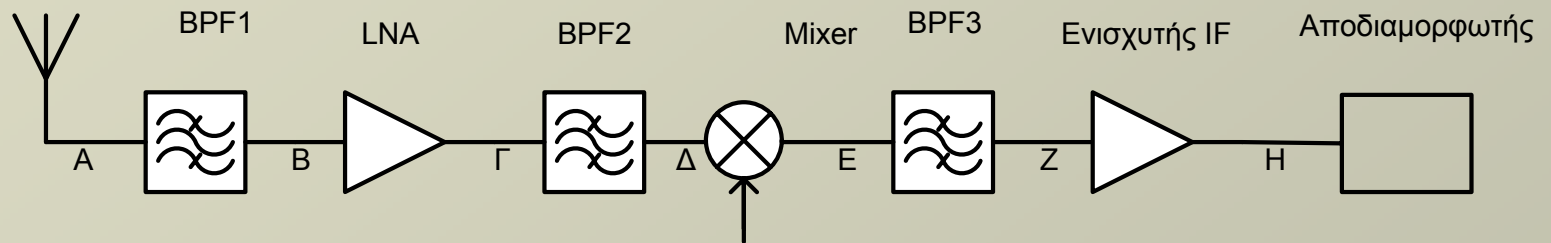
α) η ελάχιστη τιμή του σήματος εισόδου στο (A): $P_{in\ min} = -77\text{dBm}$

β) ο λόγος σήματος προς θόρυβο στο (H): $SNR_{out} = 25\text{dB}$ και

γ) και το εύρος ζώνης του φίλτρου BRF3: $B = 1,728\text{MHz}$.

(Υποθέτουμε προσαρμογή της κεραίας με τη βαθμίδα εισόδου)

Κεραία



ΑΣΚΗΣΗ 5 Στον παραπάνω δέκτη, θεωρούμε ότι το επιθυμητό κανάλι έχει κεντρική συχνότητα $1,89\text{GHz}$ και εμφανίζει $P_{in\ min} = -77\text{dBm}$. Υπάρχουν επίσης δύο παρεμβολείς σε συχνότητες $1,8917\text{GHz}$ και $1,8934\text{GHz}$ και με ισχύ περίπου $P_{max} = -52,5\text{dBm}$ ο καθένας. Το φίλτρο BPF3 θεωρείται γραμμικό (όπως και ο ενισχυτής IF) με κεντρική συχνότητα 100MHz και εύρος ζώνης $1,7\text{MHz}$ ενώ ο SNR_{out} στο (H) πρέπει να είναι 25dB . Να υπολογιστεί το IP3 του δέκτη αν θεωρήσουμε σαν μοναδική πηγή θορύβου τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης.

