Τεχνολογικό Εκπαιδευτικό Ίδρυμα Σερρών

Τμήμα Πληροφορικής & Επικοινωνιών

Σύνθεση Τηλεπικοινωνιακών Διατάξεων

Δημήτριος Ευσταθίου
Επίκουρος Καθηγητής

Το εκπαιδευτικό υλικό που ακολουθεί αναπτύχθηκε στα πλαίσια του έργου «*Πρόγραμμα Ενίσχυσης Σπουδών Πληροφορικής*», του Επιχειρησιακού Προγράμματος Κοινωνία της Πληροφορίας

Περιληψη Ενοτητων

- **Ενοτητα 1:** Παραμετροι επιδοσης τηλεπικοινωνιακων διαταξεων
- **Ενοτητα 2:** Ενισχυση ληψης
- **Ενοτητα 3:** Διανενημενα ενεργα και παθητικα κυκλωματα
- **Ενοτητα 4:** Συντονισμενα κυκλωματα
- **Ενοτητα 5:** Ταλαντωτες υψηλων συχνοτητων
- **Ενοτητα 6:** Βροχοι κλειδωματος φασης
- **Ενοτητα 7:** Μεικτες
- **Ενοτητα 8:** Αναλογικοι σε ψηφιακοι μετατροπεις σηματων
- **Ενοτητα9:**Υλοποιηση συστηματων διαμορφωσης – αποδιαμορφωσης
- **Ενοτητα 10:** Τυπικες κυκλωματικες διαταξεις δευτερης και τριτης γενιας κινητης τηλεφωνιας
- **Ενοτητα 11:** Φασματικος Αναλυτης

Ενοτητα 1:

Παραμετροι επιδοσης

τηλεπικοινωνιακων διαταξεων

Κερδος Μετατροπης

$$G_a = \frac{P_{o\max}}{P_{i\max}}$$

$$G_a = \frac{P_o}{P_i} | R_i = R_s, R_o = R_L$$

$$G_a = \left(\frac{V_{orms}}{V_{irms}}\right)^2 \frac{R_s}{R_L}$$

$$\boxed{G_{dB} = 20\log G = 10\log\left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2}$$

$$\text{Ισχυς σηματος}(dBm) = 10\log\left(\frac{\frac{V_{rms}^2}{50\Omega}}{1mW}\right)$$

Δεικτης Θορυβου (Noise figure)

$$F = \frac{\Sigma\eta\mu\alpha\tau o\theta o\rho\upsilon\beta\iota\kappa\eta\ \sigma\chi\varepsilon\sigma\eta\ \sigma\tau\eta\nu\ \varepsilon\iota\sigma o\delta o \quad \left(\frac{S_i}{N_i}\right)}{\Sigma\eta\mu\alpha\tau o\theta o\rho\upsilon\beta\iota\kappa\eta\ \sigma\chi\varepsilon\sigma\eta\ \sigma\tau\eta\nu\ \varepsilon\xi o\delta o \quad \left(\frac{S_o}{N_{oi}}\right)}$$

$$F = \frac{S_i}{N_i}\frac{N_o}{S_o} = \frac{S_i}{N_i}\frac{GN_i}{GS_i}$$

$$F = \frac{N_o}{GN_i}$$

Συνολικος συντελεστης θορυβου ενος συστηματος

$$\boxed{F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \ldots\ldots\ldots}$$

Αρμονικη Παραμορφωση

Μη γραμμικο συστημα χωρις μνημη εχει εξοδο:

$$V_o = V_o + \alpha_1 V_i + \alpha_2 V_i^2 + \alpha_3 V_i^3 + ...$$

ασθενως μη
Γραμμικα συστηματα

$$V_o = \alpha_1 V_i$$

Εαν στην εισοδο ενος μη γραμμικου συστηματος εφαρμοστει μια ημιτονοειδης κυματομορφη, στην εξοδο εμφανιζονται εκτος απο την θεμελιωδη συνιστωσα, αρμονικες συνιστωσες το πλατος των οποιων καθοριζεται απο τη φυση της μη γραμμικοτητας του συστηματος.

$$V_o(t) = \underbrace{\left(\frac{\alpha_2 V_{iA}^2}{2} + \frac{3}{8}\alpha_4 V_{iA}^4 + ...\right)}_{b_0} + \underbrace{\left(\alpha_1 V_{iA} + \frac{3}{4}\alpha_3 V_{iA}^3 + ...\right)}_{b_1}\cos(\omega t) +$$

$$\underbrace{\left(\frac{\alpha_2 V_{iA}^2}{2} + \frac{1}{2}\alpha_4 V_{iA}^4 + ...\right)}_{b_2}\cos(2\omega t) + \underbrace{\left(\frac{1}{4}\alpha_3 V_{iA}^3 + ...\right)}_{b_3}\cos(3\omega t) + ...$$

$$THD = \frac{\sqrt{b_2^2 + b_3^2 + ...}}{b_1}$$

ολικη αρμονικη παραμορφωση
(Total Harmonic Distortion THD)

Μη Αρμονικη Παραμορφωση

Οταν εμφανιζονται δυο η περισσοτερα στην εισοδο ενος διθυρου δικτυου, δυο ημιτονοειδη σηματα, τοτε δημιουργουνται και αλλες ανεπιθυμητες συχνοτητες στην εξοδο του συστηματος.

$$V_o(t) = \alpha_1\left[V_{1A}\cos(\omega_1 t) + V_{2A}\cos(\omega_2 t)\right] + \alpha_2\left[V_{1A}\cos(\omega_1 t) + V_{2A}\cos(\omega_2 t)\right]^2 + \alpha_3\left[V_{1A}\cos(\omega_1 t) + V_{2A}\cos(\omega_2 t)\right]^3$$

$$\alpha_2 V_i^2(t) = \frac{1}{2}\alpha_2\left[V_{1A}^2 + V_{2A}^2\right] + \frac{1}{2}\alpha_2 V_{1A}^2\cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{2}\alpha_2 V_{2A}^2\cos(2\omega_2 t) + \alpha_2 V_{1A}V_{2A}\cos(\omega_1+\omega_2)t + \alpha_2 V_{1A}V_{2A}\cos(\omega_1-\omega_2)t$$

προιοντα ενδοδιαμορφωσης δευτερης ταξης (intermodulation products IM2).

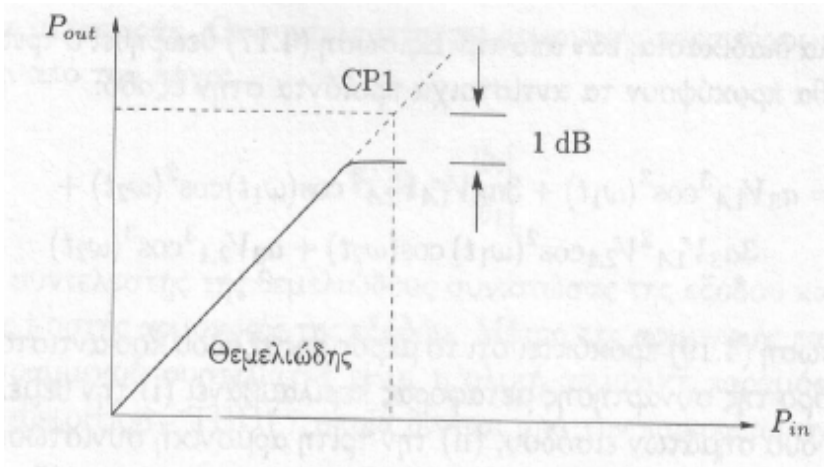
$$\alpha_3 \upsilon_i^3(t) = \alpha_3 V_{1A}^3\cos^3(\omega_1)t + 3\alpha_3 V_{2A}^2 V_{1A}\cos(\omega_1 t)\cos^2(\omega_2)t + 3\alpha_3 V_{2A}V_{1A}^2\cos^2(\omega_1 t)\cos(\omega_2)t + \alpha_3 V_{2A}^3\cos^3(\omega_2)t$$

προιοντα ενδοδιαμορφωσης τριτης ταξης (intermodulation products IM3).

Σημειο συμπιεσης 1 dB (1 dB Compression Point – CP1)

- Η σταθμη του σηματος εξοδου οπου η θεμελιωδης συνιστωσα ειναι κατα 1 dB χαμηλοτερη απο την αναμενομενη ιδανικη τιμη του γραμμικου συστηματος, ονομαζεται 1 dB σταθμη συμπιεσης

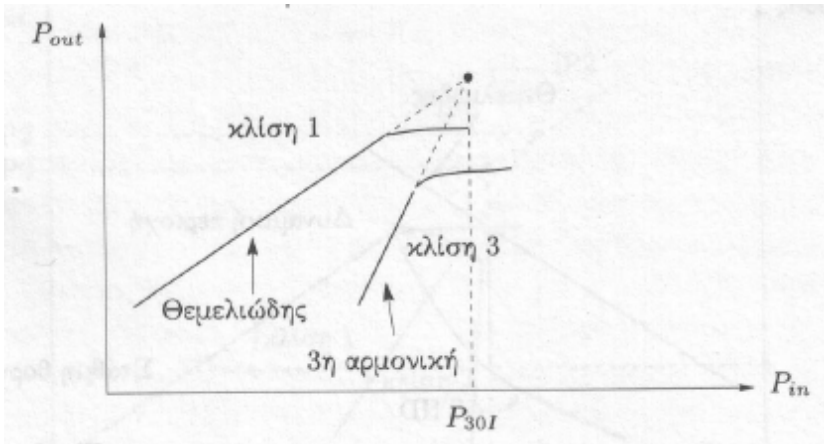
- Το σημειο της γραμμικης χαρακτηριστικης στην προεκταση της ευθειας το οποιο απεχει κατα 1 dB απο την πραγματικη χαρακτηριστικη, ειναι το σημειο συμπιεσης 1 dB.



Παρεμβολη τριτης ταξης (Third Order Intecept Point – P3OI)

- Η χαρακτηριστικη μεταφορας ισχυος τοσο της θεμελιωδους οσο και της τριτης αρμονικης σχεδιαζονται στο ιδιο γραφημα. Οι δυο καμπυλες παρουσιαζουν συμπιεση σε καποια επιπεδα σηματος διαφορετικα μεταξυ τους. Εαν οι ευθειες των χαρακτηριστικων πρωτης και τριτης ταξης προεκταθουν, θα συναντηθουν σε ενα σημειο, η προβολη του οποιου στον οριζοντιο αξονα (ισχυς εισοδου) οριζει την παρεμβολη τριτης ταξης.

Η εισοδος ειναι ημιτονοειδες σημα



Δυναμικη Περιοχη (Dynamic Range DR)

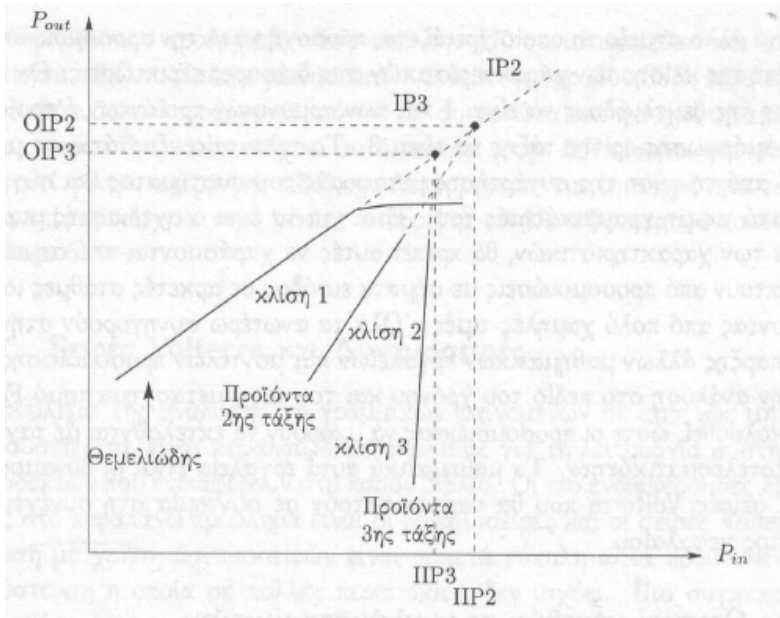
- Δυναμικη περιοχη οριζεται ο λογος του μεγιστου δυνατου σηματος εξοδου προς την σταθμη θορυβου στην εξοδο.

- Το μεγιστο σημα στην εξοδο μπορει να καθοριστει με διαφορα κριτηρια. Για παραδειγμα, μπορει να ειναι η σταθμη του σηματος οπου η αρμονικη παραμορφωση δεν ξεπερνα μια συγκεκριμενη τιμη (π.χ. THD < 1%) η να ειναι το CP1.

- Εαν μελετουμε την παραμορφωση, τοτε ο ορισμος της μεγιστης τασης εξοδου γινεται πιο αυστηρος και κατα συνεπεια και ο ορισμος της δυναμικης περιοχης (distortion free dynamic range).
- Μη αρμονικες παραμορφωσεις:
  - Καμμια συνιστωσα στην εξοδο του συστηματος δεν επιτρεπεται να ξεπερασει τη σταθμη θορυβου (spurious free dynamic range).

Παρεμβολη τριτης ταξης (Third Order Intecept Point – P3OI)

- Η χαρακτηριστικη των προιοντων δευτερης ταξης πρεπει να εχει κλιση περιπου 2 και το σημειο τομης με την γραμμικη προεκταση της θεμελιωδους ονομαζεται IP2
- Η χαρακτηριστικη των προιοντων τριτης ταξης πρεπει να εχει κλιση περιπου 3 και το σημειο τομης με την γραμμικη προεκταση της θεμελιωδους ονομαζεται IP3
- IIPn (Input-referred Intercept Power – order –n) και OIPn (Output referred Intercept Power, order-n)



Ενότητα 2:

Ενίσχυση Λήψης

Ενισχυση Ληψης

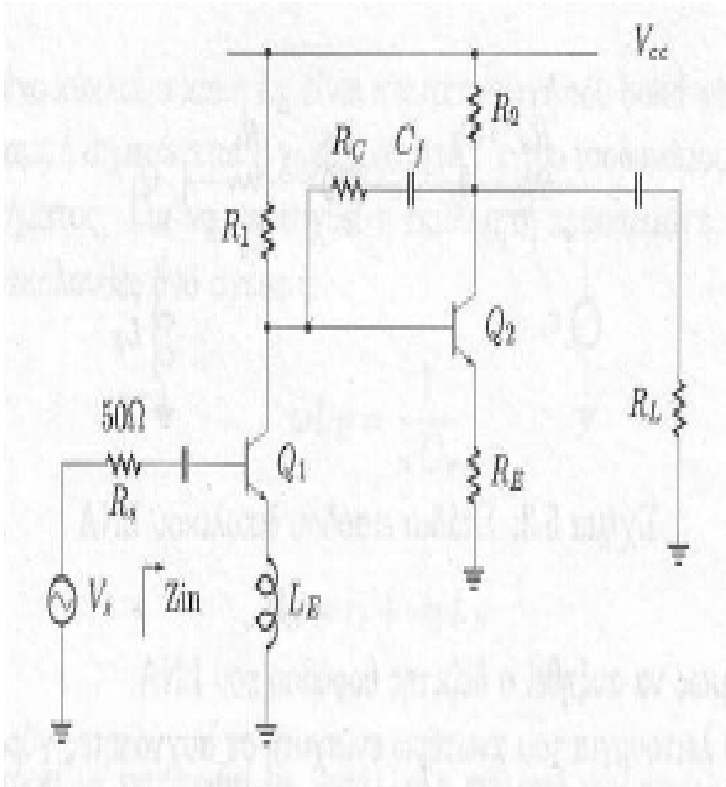
- Συνηθως παρχουν δυο βαθμιδες ενιχυσης σε ενα τηλεπικοινωνιακο δεκτη
- Ο ενισχυτης RF επεξεργαζεται τα ασθενη σηματα εισοδου τα οποια πρεπει να ενισχυσει και εξασφαλισει ικανοποιητικο SNR για την αποδιαμορφωση του σηματος.
- Ο ενισχυτης IF ενισχυει το σημα εξοδου ενος ζωνοδιαβατου φιλτρου το οποιο ακολουθει ενα RF ενισχυτη (εχουμε εξασθενηση σηματοτος λογω φιλτρου)

Ενισχυτης RF (LNA χαμηλου θορυβου)

- **Ο σκοπος του RF ενισχυτη χαμηλου θορυβου ειναι να παρεχει καποια αρχικη επιλεκτικοτητα και κερδος.**

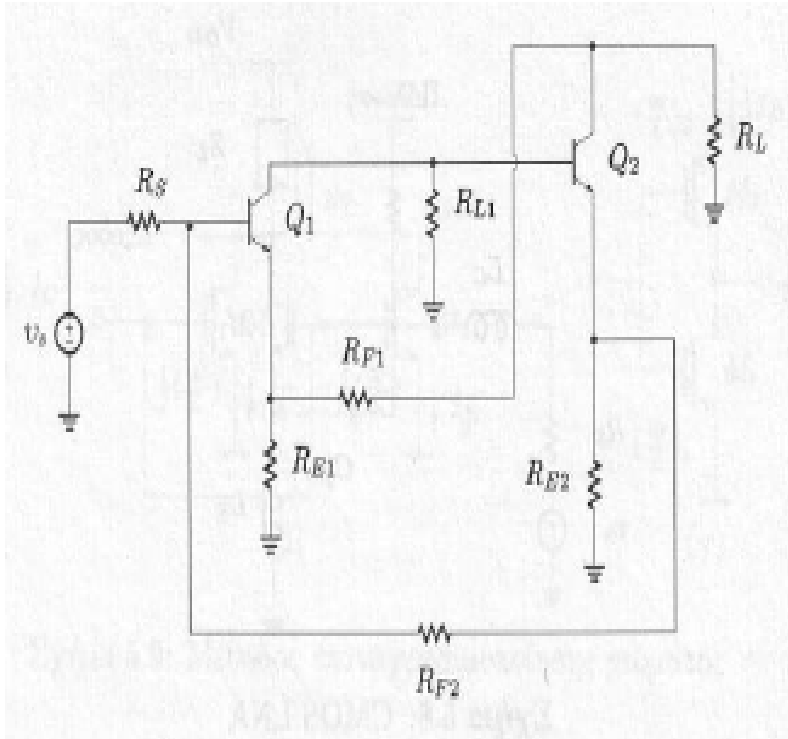
- Το πρωτο σταδιο χρησιμοποιειται για προσαρμογη εισοδου και επιτευξη της χαμηλης σταθμης θορυβου.

- Το δευτερο σταδιο χρησιμοποιειται για την προσαρμογη εξοδου

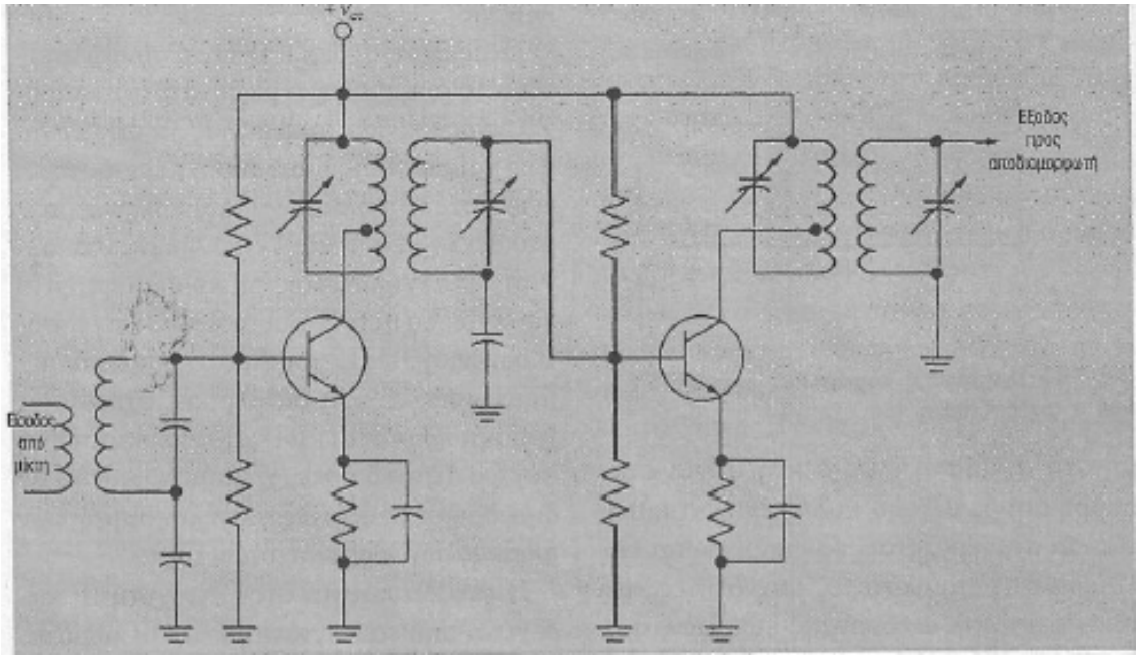


Ενισχυτης RF (ευρειας ζωνης)

- Το κυκλωμα χρησιμοποιει πολλαπλους βροχους αναδρασης για την λειτουργια του.
- Μεγαλο ευρος ζωνης
- Χαμηλος δεικτης θορυβου και προσαρμογη εισοδου - εξοδου.
- Ο λογος (RF1+RE1)/RE1 καθοριζει Το κερδος του κυκλωματος



Ενισχυτης IF (χαμηλων συχνοτητων)



- Οι ενισχυτες IF χρησιμοποιουν διπολικα τρανζιστορς
- Μια τεχνικη διερυνσης του ευρους ζωνης του ενισχυτη IF ειναι η χρηση υπερσυζευγμενων συντονισμενων κυκλωματων.
- Ενισχυτης δυο βαθμιδων που χρησιμοποιει συζευξη με μετασχηματιστη διπλου συντονισμου για επιλεκτικοτητα.

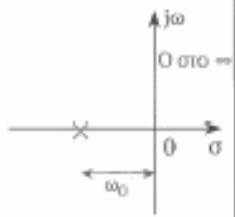
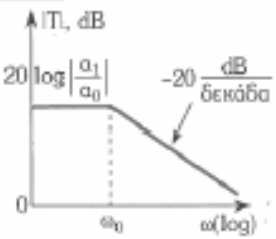
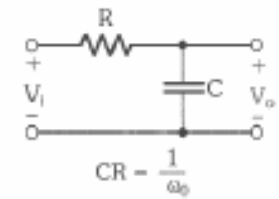
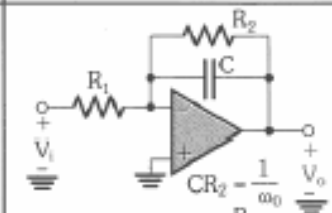
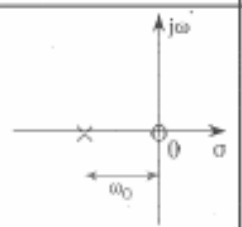
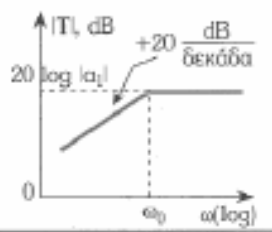
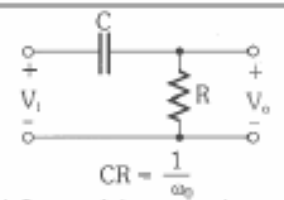
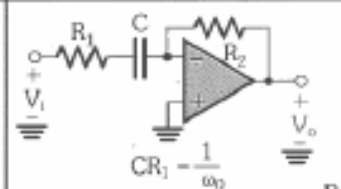
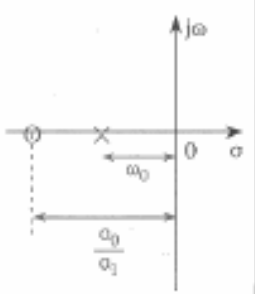
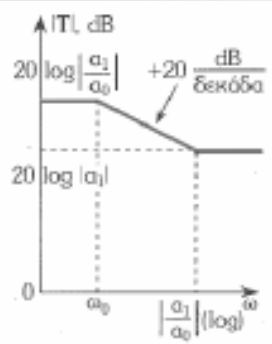
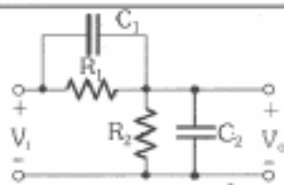
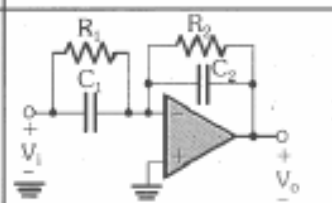
Ενοτητα 3:

Διανεμημένα Ενεργά και Παθητικά Κυκλώματα

Διανενημενα ενεργα και παθητικα κυκλωματα

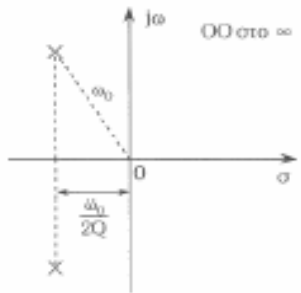
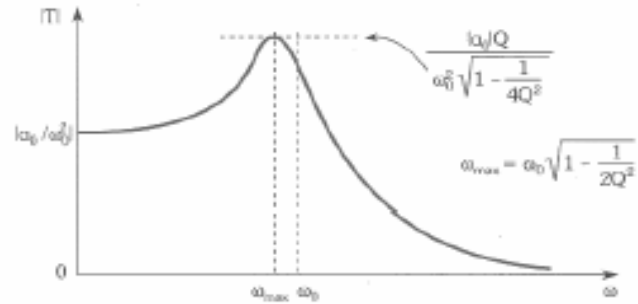
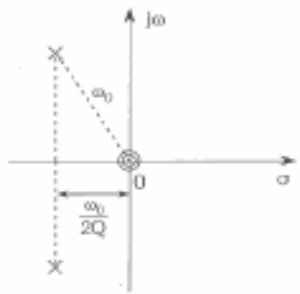
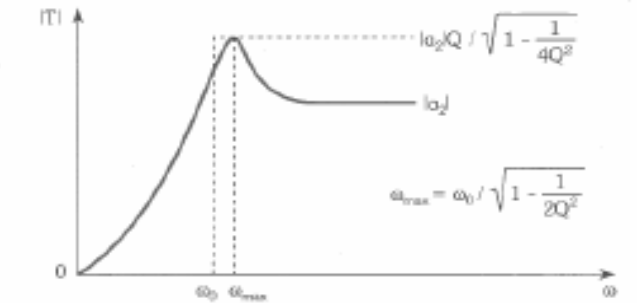
- **Φιλτρα, μεικτες και ενισχυτες**
- **Μελετη ενεργων και παθητικων φιλτρων**
  - Φιλτρα 1ης Ταξης
  - Φιλτρα 2ης Ταξης
- **Τα ενεργά φίλτρα είναι ιδιαίτερα αποδοτικά στην αντιμετώπιση των ανεπιθυμητων αρμονικών αλλά έχουν πολύ μεγάλο κόστος.**
- **Τα παθητικά φίλτρα απαιτούν προσεκτικό σχεδιασμό για να γίνουν αποτελεσματικά αλλά έχουν μικρότερο κόστος.**

Παθητικα και ενεργα φιλτρα 1ης ταξης.

Τύπος φίλτρου και T(s)	Χαρακτηριστικά στο πεδίο s	Διάγραμμα Bode για |T|	Παθητική Υλοποίηση	Υλοποίηση ΤΕ-RC
(α) Βαθυπερατό $T(s) = \frac{\alpha_0}{s + \omega_0}$			 Κέρδος dc =1	 Κέρδος dc = - R2/R1
(β) Υψιπερατό $T(s) = \frac{\alpha_1 s}{s + \omega_0}$			 Κέρδος υψηλών συχνοτήτων = 1	 Κέρδος υψηλών συχνοτήτων = - R2/R1
(γ) Γενικό $T(s) = \frac{\alpha_1 s + \alpha_0}{s + \omega_0}$			 $(C_1 + C_2)(R_1 // R_2) = \frac{1}{\omega_0}$ $C_1R_1 = \frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ Κέρδος dc = $-\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ Κέρδος υψηλών συχνοτήτων = $\frac{C_1}{C_1+C_2}$	 $C_2R_2 = \frac{1}{\omega_0}$ $C_1R_1 = \frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ Κέρδος dc = $-\frac{R_2}{R_1}$ Κέρδος υψηλών συχνοτήτων = $-\frac{C_1}{C_2}$

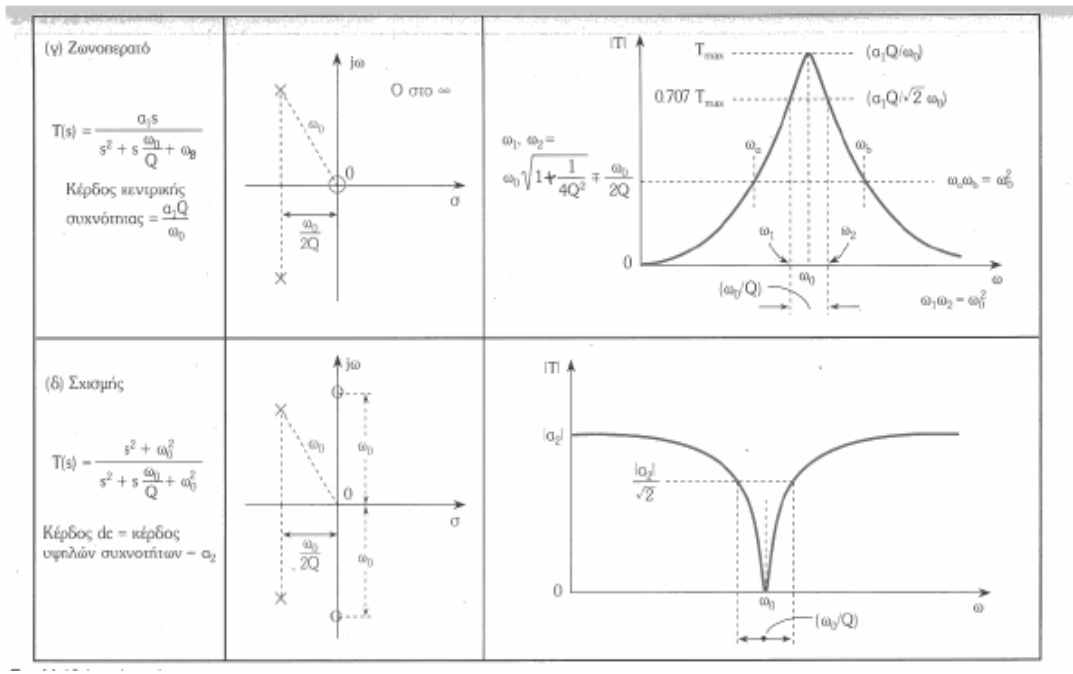
$$H(s) = \frac{\alpha_1 s + \alpha_o}{s + \omega_o}$$

Φιλτρα 2ης ταξης

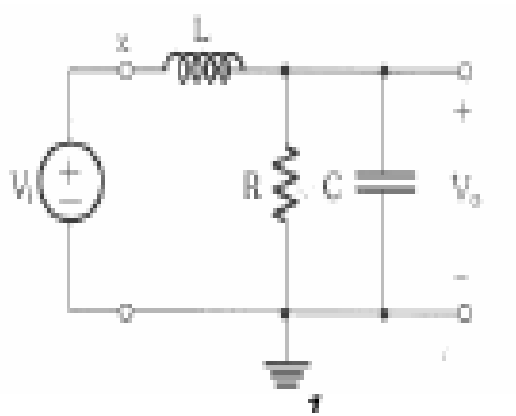
Τύπος φίλτρου και T(s)	Χαρακτηριστικά στο πεδίο s	|T|
(α) Βαθυπερατό $T(s) = \frac{a_0}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ Κέρδος dc = $\frac{a_0}{\omega_0^2}$		
(β) Υψιπερατό $T(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ Κέρδος υψηλών συχνοτήτων = a_2		

$$H(s) = \frac{\alpha_2 s^2 + a_1 s + a\alpha_0}{(s - p_1)(s - p_2)} = \frac{\alpha_2 s^2 + a_1 s + a\alpha_0}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} s + \omega_o^2}$$

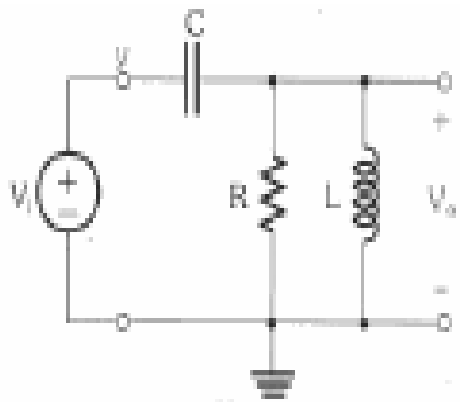
Φιλτρα 2ης ταξης (συνεχεια)



Παθητικα φιλτρα 2ης ταξης



Χαμηλοπερατο Φιλτρο

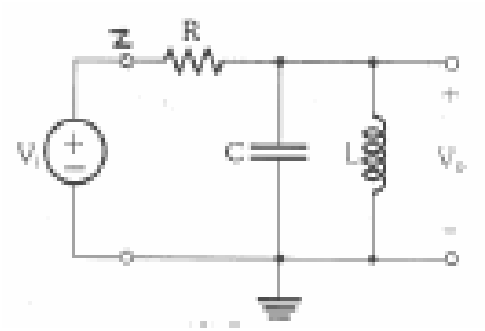


Υψηλοπερατο Φιλτρο

$$H(s)=\frac{\frac{1}{LC}}{s^2+\frac{1}{CR}s+\frac{1}{LC}}$$

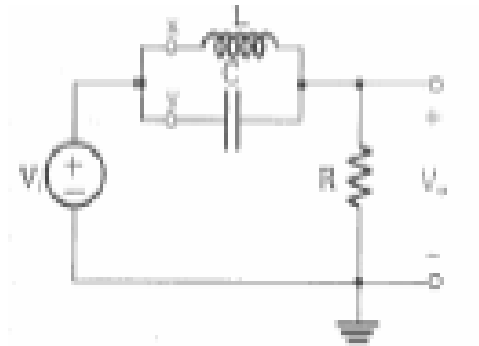
$$H(s)=\frac{s}{s^2+\frac{1}{CR}s+\frac{1}{LC}}$$

Παθητικα φιλτρα 2ης ταξης



Ζωνοδιατο Φιλτρο

$$H(s)=\frac{\frac{1}{CR}s}{s^2+\frac{1}{CR}s+\frac{1}{LC}}$$

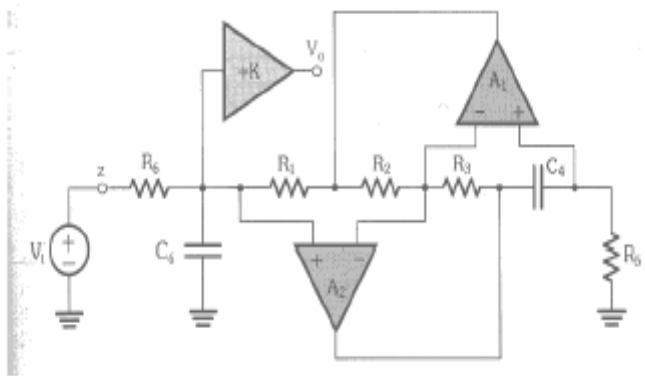


Φιλτρο Σχισμης

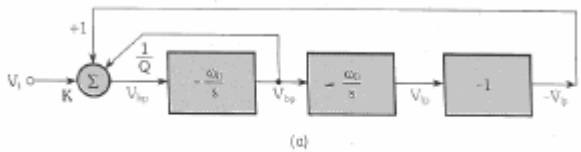
$$H(s)=\frac{s^2+\frac{1}{LC}}{s^2+\frac{1}{CR}s+\frac{1}{LC}}$$

Ενεργα φιλτρα 2ης ταξης

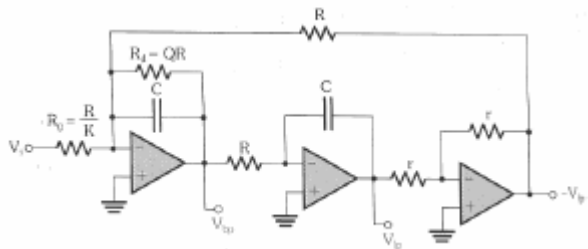
- Ζωνοπερατο Φιλτρο



- Βρόχος δύο ολοκληρωτών



(a)



Ενοτητα 4:

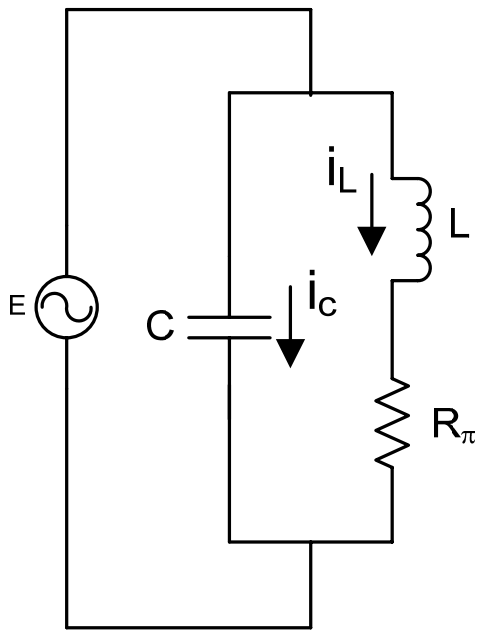
Συντονισμένα Κυκλώματα

Συντονισμένα Κυκλώματα

- Αναλυση του παραλληλου Κυκλωματος LC
- Αντισταση κυκλωματος RLC στο συντονισμο
- Ευρος Ζωνης Συντονισμενου ενισχυτη
- Συντονισμενος ενισχυτης με κυκλωμα LC στην εισοδο
- Χρησιμοποιηση μετασχηματιστη προσαρμογης στην εισοδο

Αναλυση του παραλληλου κυκλωματος LC

$$i = E\left[\left(\frac{R_\pi}{R_\pi^2 + \omega^2 L^2}\right) + j\left(\omega C - \frac{\omega L}{R_\pi^2 + \omega^2 L^2}\right)\right]$$



Στον συντονισμο το μιγαδικο μερος της παραπανω σχεσης μηδενιζεται

$$\omega C - \frac{\omega L}{R_\pi^2 + \omega^2 L^2} = 0$$

Rπ/L ≈ 0

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R_\pi}{L}\right)^2} \Rightarrow \boxed{\omega_o = \sqrt{\frac{1}{LC}}}$$

Συχνοτητα Συντονισμου

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\left(\omega C - \frac{\omega L}{R_\pi^2 + \omega^2 L^2}\right)}{\left(\frac{R_\pi}{R_\pi^2 + \omega^2 L^2}\right)}$$

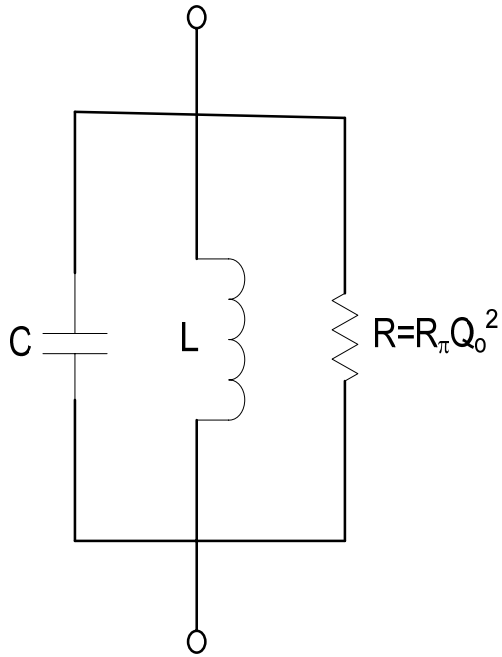
Ισοδυναμο κυκλωμα RLC στον συντονισμο

$$Z_o = \frac{R_\pi + j\omega_o L}{j\omega_o R_\pi C} = \frac{R_\pi\left(1 + j\dfrac{\omega_o L}{R_\pi}\right)}{j\omega R_\pi C}$$

Συνθετη αντισταση στην συχνοτητα συντονισμου

$$Q_o = \frac{\omega_o L}{R_\pi}$$

Συντελεστης ποιοτητας συντονισμου

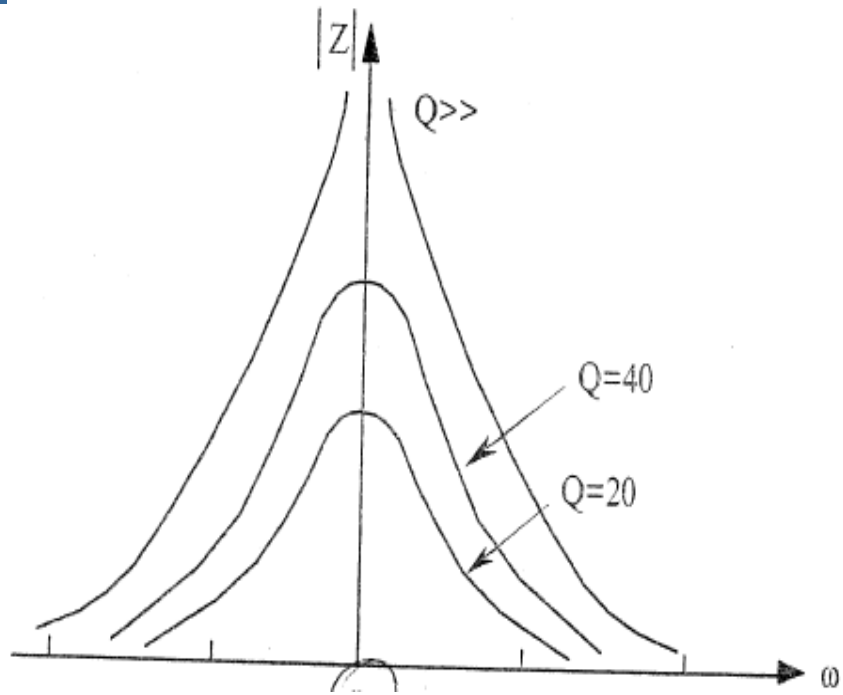


$$Q_o = \frac{R}{\omega_o L}$$

Μεταβολη της συνθετης αντιστασης |Z|με την συχνοτητα και συντελεστη ποιοτητας

- Εαν ω=ωο και εαν η αντισταση της επαγωγης ειναι μηδενικη, τοτε η τιμη της αντιστασης |Z| γινεται απειρη.
- Ομως, στο πρακτικο παραλληλο κυκλωμα, η αντισταση αυτη γινεται περιπου ιση με

$$R = Q_o^2 R_\pi$$



$$|Z| = \left| \frac{R_\pi + j\omega L}{1 - \omega^2 CL + j\omega R_\pi C} \right| = \left| \frac{R_\pi + j(\omega L - \omega R_\pi^2 C - \omega^3 CL)}{\omega^4 C^2 L + (R_\pi^2 C^2 - 2CL) + 1} \right| =$$

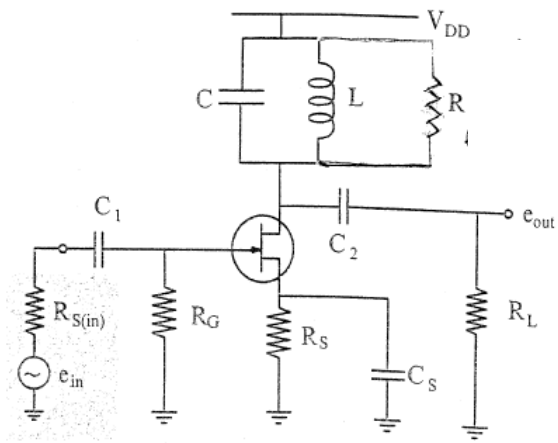
$$= \frac{\sqrt{R_\pi^2 + (\omega L - \omega R_\pi^2 C - \omega^3 L)^2}}{\omega^2 C^2 L + \omega^2 (R_\pi^2 C^2 - 2CL) + 1}$$

Ευρος Ζωνης συντονισμενου ενισχυτη

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}}$$

$$A_V = \frac{e_{out}}{e_{in}} = \frac{-g_m R}{1 + j\omega C + \frac{R}{j\omega L}} \cdot \frac{R_G}{R_G + R_{s(in)}} = \frac{-g_m R}{1 + j\omega C - j\frac{R}{\omega L}} \cdot \frac{R_G}{R_G + R_{s(in)}} =$$

$$= \frac{-g_m R}{1 + j\left(\omega C - \frac{R}{\omega L}\right)} \cdot \frac{R_G}{R_G + R_{s(in)}} = \frac{-g_m R}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)} \cdot \frac{R_G}{R_G + R_{s(in)}}$$



Το ευρος ζωνης οριζεται ως η διαφορα μεταξυ δυο συχνοτητων ω_L, ω_H οπου η καθε μια αντιστοιχει στο συχνοτητα οπου η ενισχυση ειναι 3 dB χαμηλοτερη απο την κορυφη A_v.

$$\left|1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)\right| = \sqrt{2} \quad \Rightarrow \quad \left|Q\left(\frac{\omega_H}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_H}\right)\right| = 1, \quad \left|Q\left(\frac{\omega_L}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_L}\right)\right| = -1$$

Ευρος Ζωνης συντονισμενου ενισχυτη (συνεχεια)

$$\frac{\omega_H}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_H} = \frac{\omega_o}{\omega_L} - \frac{\omega_L}{\omega_o} \quad \Rightarrow \quad \frac{\omega_H + \omega_L}{\omega_o} - \omega_o\left(\frac{\omega_H + \omega_L}{\omega_L \omega_H}\right) = 0$$

$$\frac{1}{\omega_o} = \frac{\omega_o}{\omega_L \omega_H} \qquad \eta' \quad \omega_o^2 = \omega_H \omega_L$$

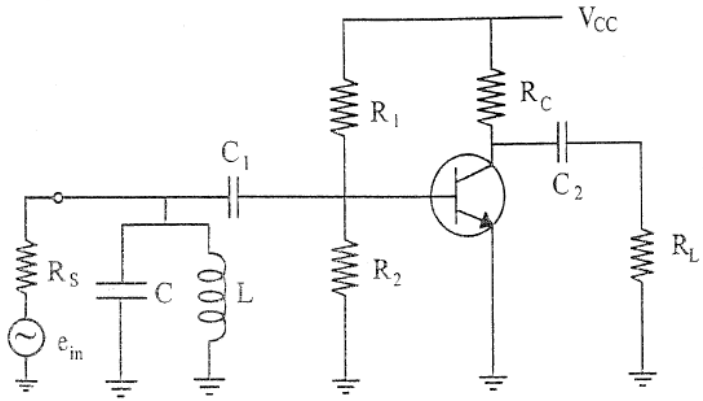
$$Q\frac{\omega_H^2 - \omega_o^2}{\omega_o \omega_H} = Q\frac{\omega_H^2 - \omega_H \omega_L}{\omega_o \omega_H} = Q\frac{\omega_H - \omega_L}{\omega_o} = 1$$

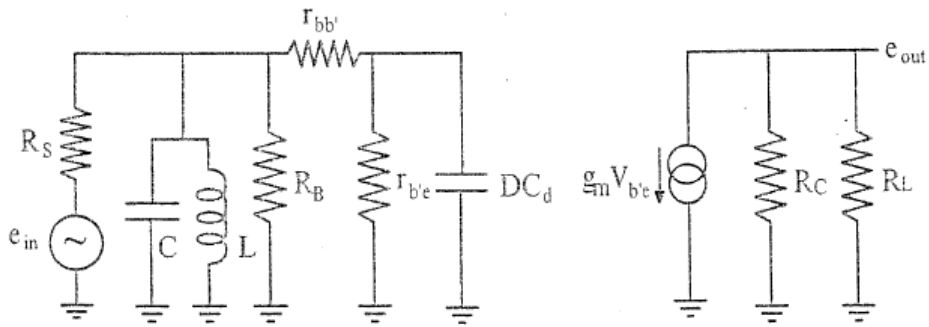
$$Q\frac{2\pi(f_H - f_L)}{2\pi f_o} = 1 \qquad \kappa\alpha\iota \quad Q\frac{f_H - f_L}{f_o} = Q\frac{BW}{f_o} = 1$$

Ευρος Ζωνης $\Rightarrow$ $\boxed{BW = \frac{f_o}{Q}}$

Συντονισμενος Ενισχυτης με κυκλωμα LC στην εισοδο

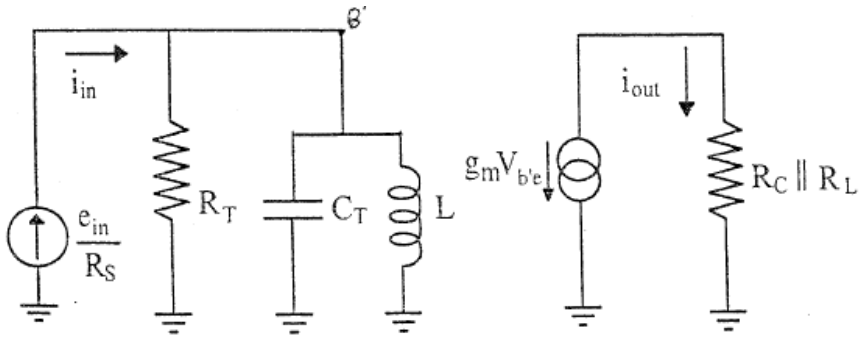
- Στην εισοδο του τρανζιστορ το οποιο ειναι σε συνδεσμολογια κοινου εκπομπου, συνδεεται ενα παραλληλο κυκλωμα LC
- Το πηνιο του κυκλωματος συντονισμου εχει ωμικη αντισταση ιση με Rπ, και ο συντελεστης ποιοτητας του ειναι ισος με Qo (στο συντονισμο)





Συντονισμενος Ενισχυτης με κυκλωμα LC στην εισοδο (συνεχεια)

Εαν RBB >> rbb' τοτε το κυκλωμα απλοποιειται περισσοτερο



Σε συντονισμο εχουμε:

$$\omega_o \approx \frac{1}{\sqrt{LC_T}}$$

$$Q_o = \frac{R_T}{\omega_o L} = \omega_o R_T C_T$$

Μεγιστο κερδος τασης προκυπτει για ω=ωο

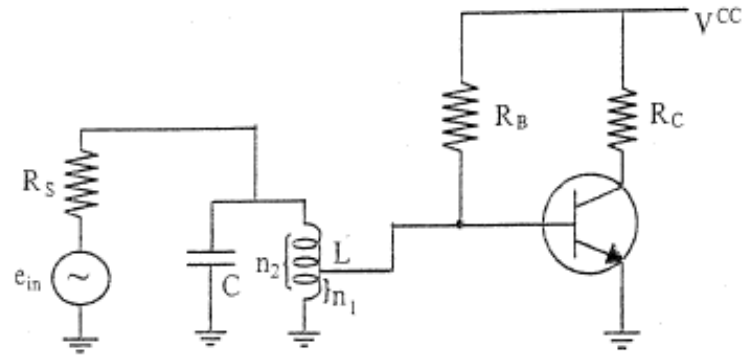
$$A_V(j\omega) = \frac{-g_m R_T \left(\frac{R_C \parallel R_L}{R_{in}} \right)}{1 + jQ_o \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)}$$

Ευρος ζωνης:

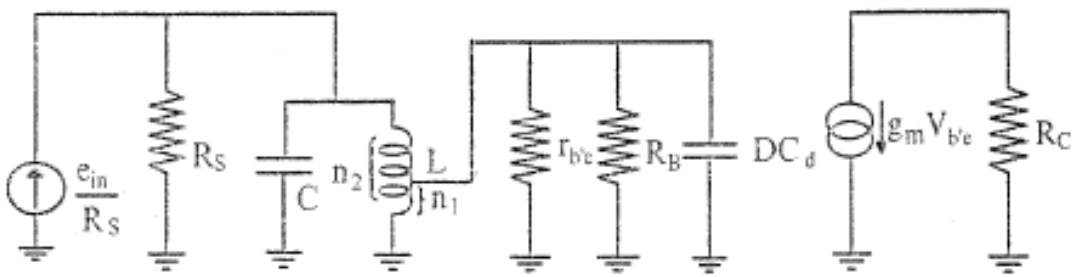
$$BW = \frac{f_o}{Q_o} = \frac{\omega_o}{2\pi Q_o} = \frac{1}{2\pi R_T C_T}$$

Χρησιμοποιηση Μετασχηματιστη Προσαρμογης στην εισοδο

$$R_{\alpha\nu} = (R_B \,||\, r_{b'e})\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$$



$$C_{\alpha\nu} = \left(DC_d + C_{b'e}\right)\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$$

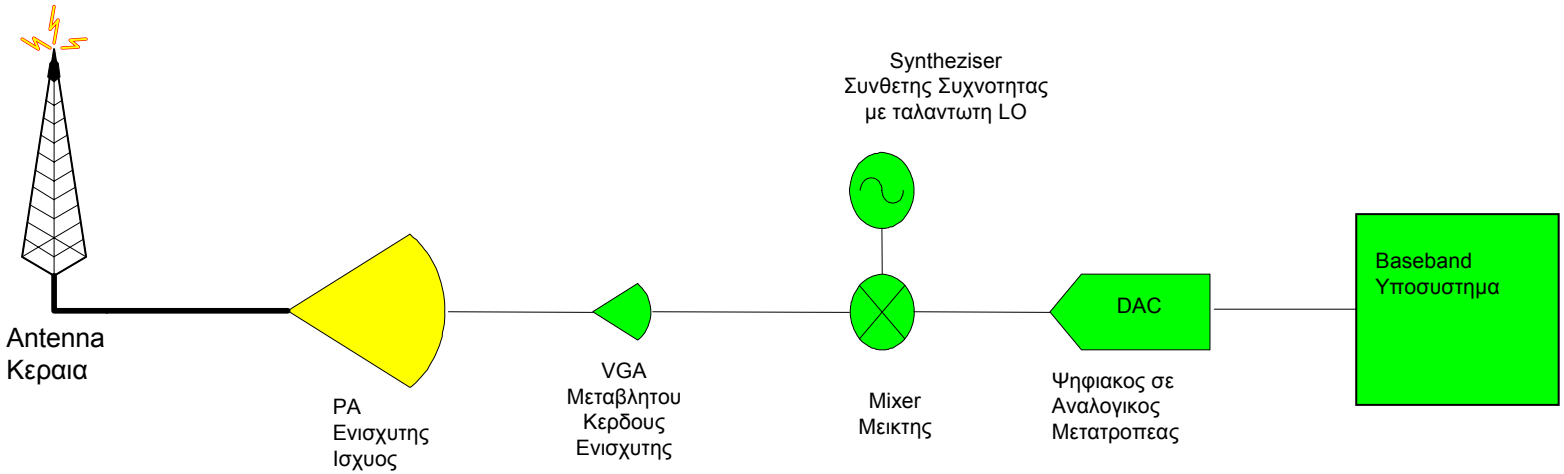


$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_T}} \qquad A_i = -g_m R_T\left(\frac{n_1}{n_2}\right) \qquad BW = \frac{f_o}{Q_o} = \frac{\omega_o}{2\pi Q_o} = \frac{1}{2\pi R_T C_T}$$

Ενοτητα 5:

Ταλαντωτές Υψηλών Συχνοτήτων

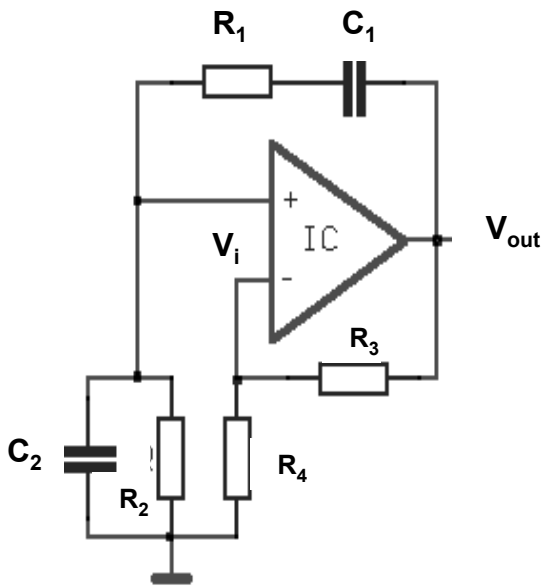
Συνθετης Συχνοτητας



- **Ο τοπικος ταλαντωτης ειναι κομματι του συνθετη συχνοτητας με πολυ αυστηρες προδιαγραφες στην σχεδιαση του, γιατι η συχνοτητα που παραγεται πρεπει να παραμενει σταθερη με πολυ μεγαλη ακριβεια η οποια κυμαινεται απο 0.020 ppm (parts per million, μερη ανα εκατομυριο) για συστηματα τριτης και τεταρτης γεννιας (WCDMA, WiMAx) εως 0.1 ppm για GSM εφαρμογες.**

Ταλαντωτης με Γεφυρα Wien RC

- **Ο ταλαντωτης με γεφυρα Wien χρησιμοποιει ενα τελεστικο ενισχυτη στον οποιο εφαρμοζεται θετικη αναδραση δια μεσου δυο δικτυων RC. Οι αντιστασεις R3 και R4 εισαγουν αρνητικη αναδραση, που οδηγει στην καλη σταθεροτητα του κυκλωματος**



$$F=\frac{V_i}{V_{out}}=\frac{\dfrac{R_2}{1+j\omega C_2R_2}}{R_1+\dfrac{1}{j\omega C_1}+\dfrac{R_2}{j\omega C_2R_2}}=$$

$$\frac{R_2(j\omega C_1)(1+j\omega C_2R_2)}{(1+j\omega C_2R_2)(j\omega C_1R_1-\omega^2C_1C_2R_1R_2+j\omega C_1R_2+1+j\omega C_2R_2)}=$$

$$\frac{C_1R_2}{(C_1R_1+C_2R_2+C_1R_2)-j\dfrac{1}{\omega(1-\omega^2C_1C_2R_1R_2)}}$$

$$F=\frac{CR}{3CR}=\frac{1}{3}$$

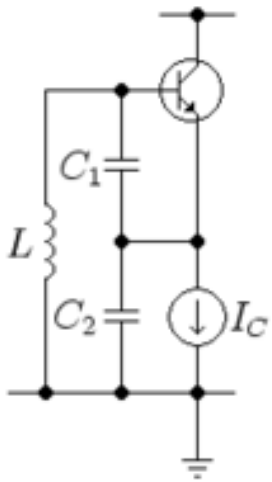
$$\boxed{A=\frac{R_3+R_4}{R_4}=3}$$

Κερδος ενισχυσης

Για C1= C2=C και R1=R2=R $\Rightarrow$ $\boxed{1-\omega^2C_1C_2R_1R_2=0}$

Ταλαντωτης Colpitts

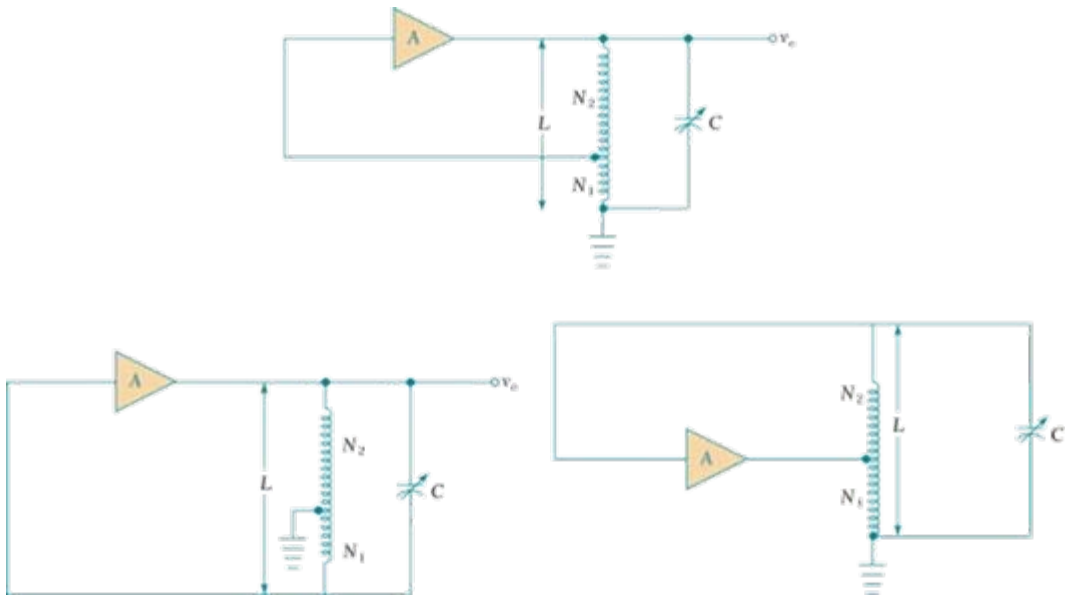
- Δύο πυκνωτές και μια επαγωγη καθορίζουν τη συχνότητα ταλάντωσης
- Η ανάδραση που απαιτειται για την ταλάντωση λαμβάνεται από ένα διαιρέτη τάσης που υλοποειται από τους δύο πυκνωτές C1 και C2.



Συχνοτητα Ταλαντωσης

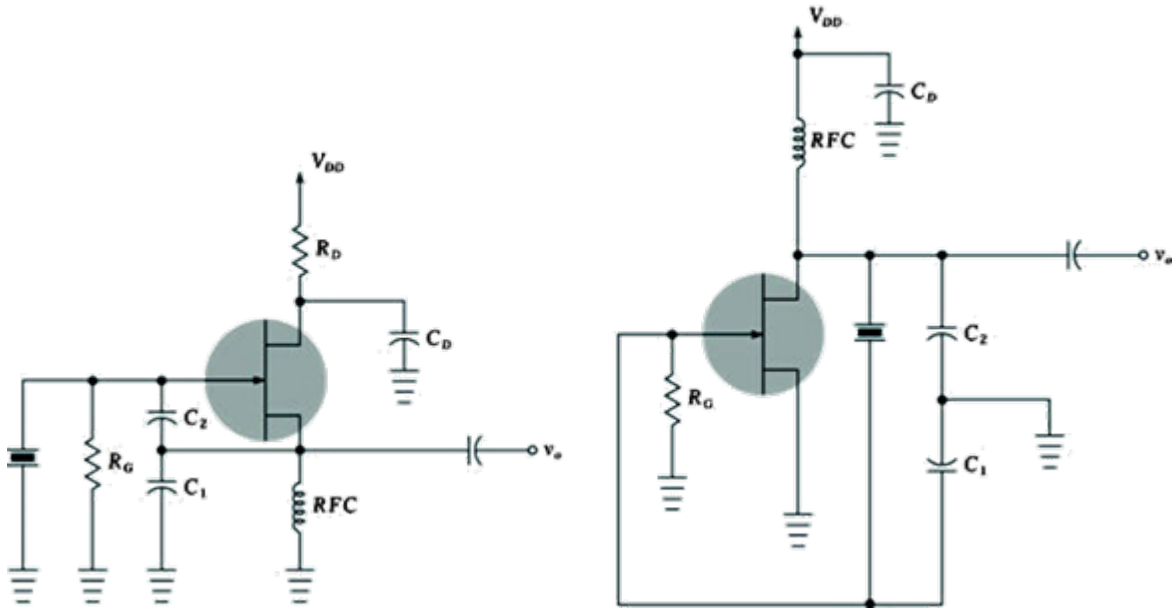
$$F_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}} \qquad g_m R_c = \frac{I_c}{V_t} R_c > \frac{C_2}{C_1}$$

Ταλαντωτης Hartley



- Το κυκλωμα αναδρασης ενος Hartley ταλαντωτή αποτελείται από δύο επαγωγες και ενα συντονιζομενο πυκνωτή. Η αναδραση που απαιτειται για την ταλαντωση λαμβάνεται από ένα διαιρέτη τάσης των δυο επαγωγων. Η συχνότητα του μεταβαλλεται χρησιμοποιώντας ένα μεταβλητό πυκνωτή. Το πλατους του σηματος εξοδου παραμενει σταθερο σε μια ζωνη συχνοτητων. Παραγει πολες αρμονικες συχνοτητες στην εξοδο του γι΄αυτο δεν προτιμαται απο τους σχεδιαστες τηλεπικοινωνιακων συστηματων

Ταλαντωτες Ελενχομενου Κρυσταλλου

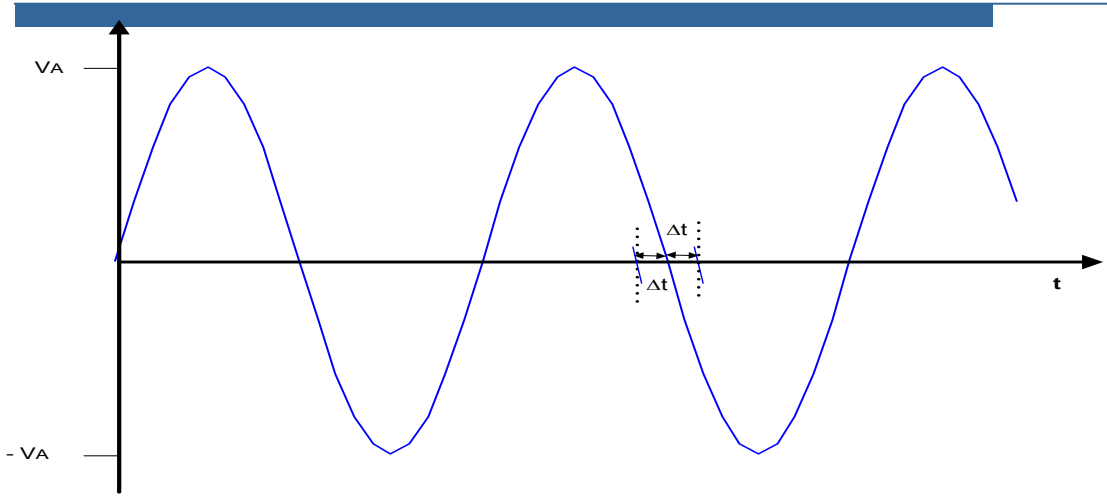


- Οι ταλαντωτες κρυσταλλου χρησιμοποιουν το πεζοηλεκτρικο φαινομενο για να παραγουν ενα σημα μεταβλητης συχνοτητας
- Οι ταλαντωτες ελεγχομενοι απο ταση ειναι πιο σταθεροι απο τους **LC ταλαντωτες**
- Παρουσιάζουν πολύ χαμηλό θόρυβο φάσης.
- Σε ένα ταλαντωτή κρυσταλλου, το κρύσταλλο κυρίως δονείται σε έναν άξοναμε μία μονο κυρίαρχη φαση.

Ταλαντωτες Ελενχομενου Κρυσταλλου (συνεχεια)

- Περιβαλλοντικές αλλαγές της θερμοκρασίας, υγρασίας, πίεσης, των δονήσεων μπορουν να αλλάξουν την συχνότητα ταλαντωσης ενος κρυστάλλου
- Υπάρχουν πολλες σχεδιαστικες τεχνικες που μειώνουν τις περιβαλλοντικές επιπτώσεις (TCXO, MCXO, και OCXO)
- Η βραχυπρόθεσμη σταθερότητα ενος ταλαντωτη οφείλεται κυρίως σε θόρυβο από τα ηλεκτρονικά κυκλωματα του ταλαντωτη
- Η μακροπρόθεσμη σταθερότητα ενος ταλαντωτη εξαρταται από τη γήρανση του κρυστάλλου

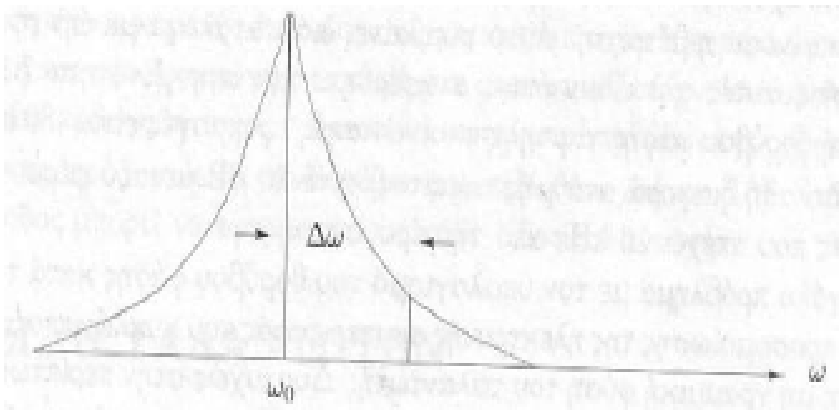
Θορυβος Φασης



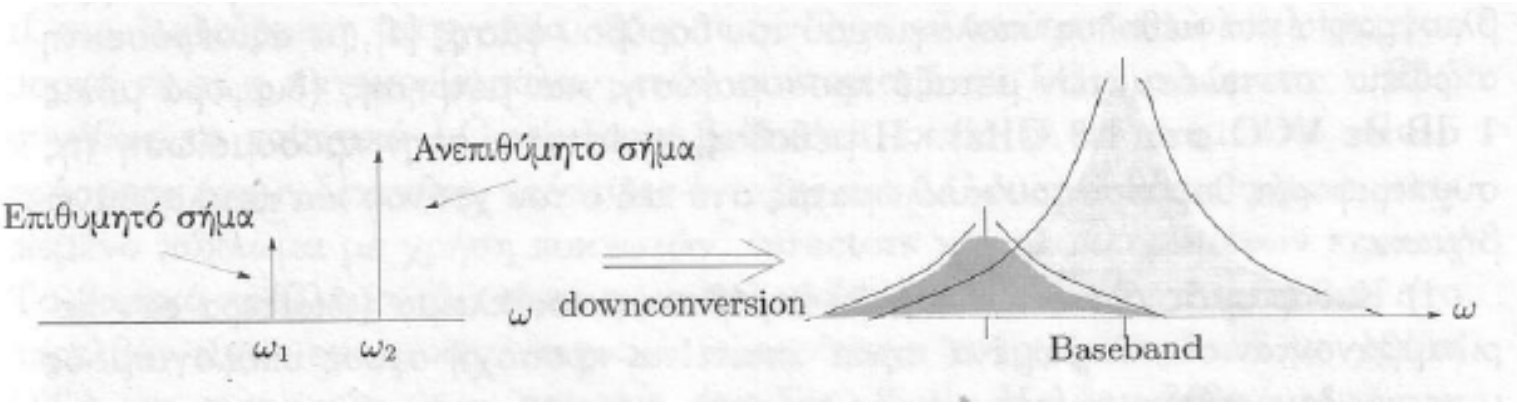
$$V_{OSC} = V_A \cdot \sin(\omega_0 t + \phi(t))$$

- Εαν ο ταλαντωτης παρουσιαζει θορυβο φασης τοτε ο θορυβος αυτος μεσω της διαδικασιας μειξης θα μεταφερθει στο RF ειτε baseband σημα, αναλογα εανη μειξη γινεται στον πομπο ή στον δεκτη ενος τηλεπικοινωνιακου συστηματος

- Ο θορυβος φασης μπορει να ορισθει ειτε στο πεδιο του χρονου ειτε στο πεδιο της συχνοτητας. Στο πεδιο του χρονου εμφανιζεται ως clock jitter



Επιδραση του θορυβου φασης του ταλαντωτη στον ADC του δεκτη



- Στην εισοδο του ADC υπαρχει το σημα που φερει την πληροφορια στην συχνοτητα ω1 και σε συχνοτητα ω2 ενα ισχυρο ανεπιθυμητο σημα
- Ο ADC παιρνει το χρονισμο του απο ενα ταλαντωτη με ενα συγκεκριμενο φασμα θορυβου φασης
- Μειξη των σηματων που βρισκονται στην εισοδο του ADC με το σημα ρολογιου του ADC.

Ελεγχομενοι κρυσταλλοι

- ATCXO — analog temperature controlled crystal oscillator, ταλαντωτης κρυσταλλου με αναλογικα ελεγχομενη θερμοκρασια
- CDXO —calibrated dual crystal oscillator, CDXO- ρυθμιζομενος διπλος ταλαντωτής κρυστάλλου
- MCXO — microcomputer-compensated crystal oscillator, ταλαντωτής κρυστάλλου αντισταθμιζομενος με μικρουπολογιστη
- OCVCXO — oven-controlled voltage-controlled crystal oscillator, ταλαντωτής κρυστάλλου ελεγχομενος απο φουρνο και με ελεγχομενη τάση
- OCXO — oven-controlled crystal oscillator, ταλαντωτής κρυστάλλου ελενχομενος με φουρνο
- RbXO — rubidium crystal oscillators (RbXO), ταλαντωτης με κρυσταλλο ρουβιδιου

Ελεγχομενοι κρυσταλλοι

- **TCVCXO — temperature-compensated voltage-controlled crystal oscillator, ταλαντωτης κρυσταλλου με αντισταθμιζομενη θερμοκρασία και ελενχομενη ταση**
- **TCXO — temperature-compensated crystal oscillator, ταλαντωτης κρυσταλλου με αντισταθμιζομενη θερμοκρασια**
- **TSXO — temperature-sensing crystal oscillator, ταλαντωτης κρυσταλλου με ανιχνευση θερμοκρασιας**
- **VCTCXO — voltage controlled temperature compensated crystal oscillator, ταλαντωτης κρυσταλλου με ελενχομενης ταση και αντισταθμιζομενη θερμοκρασια**
- **VCXO — voltage-controlled crystal oscillator, ταλαντωτης κρυσταλλου με ελενχομενη ταση**
- **DTCXO — digital temperature compensated crystal oscillator, ταλαντωτης κρυσταλλου με ψηφιακα αντισταθμιζομενη θερμοκρασια**

Διαδεδομενες Συχνοτητες Κρυσταλλων

Συχνοτητα (MHz)	Εφαρμογη σε Τηλεπικοινωνιακα Συσστηματα
32.768 kHz	Real-time clocks, allows binary division to 1 Hz signal ($2^{15} \times 1$ Hz); also often used in low-speed low-power circuits
1.8432	UART clock; allows integer division to common baud rates (**universal asynchronous receiver/transmitter)**
2.4576	UART clock; allows integer division to common baud rates up to 38400
3.2768	Allows binary division to 100 Hz (32768 × 100 Hz, or $2^{15} \times 100$ Hz)
3.686400	UART clock (2 × 1.8432 MHz); allows integer division to common baud rates
4.096000	Allows binary division to 1 kHz ($2^{12} \times 1$ kHz)
4.9152	Used in CDMA systems; divided to 1.2288 MHz baseband frequency as specified by J-STD-008
9.83040	Used in CDMA systems (2 × 4.9152); divided to 1.2288 MHz baseband frequency
10.700	Used in radio transceivers as an IF source
12.0000	Used in USB systems as the reference clock for the full-speed PHY rate of 12 Mbit/s, or multiplied up using a PLL to clock high speed PHYs at 480 Mbit/s

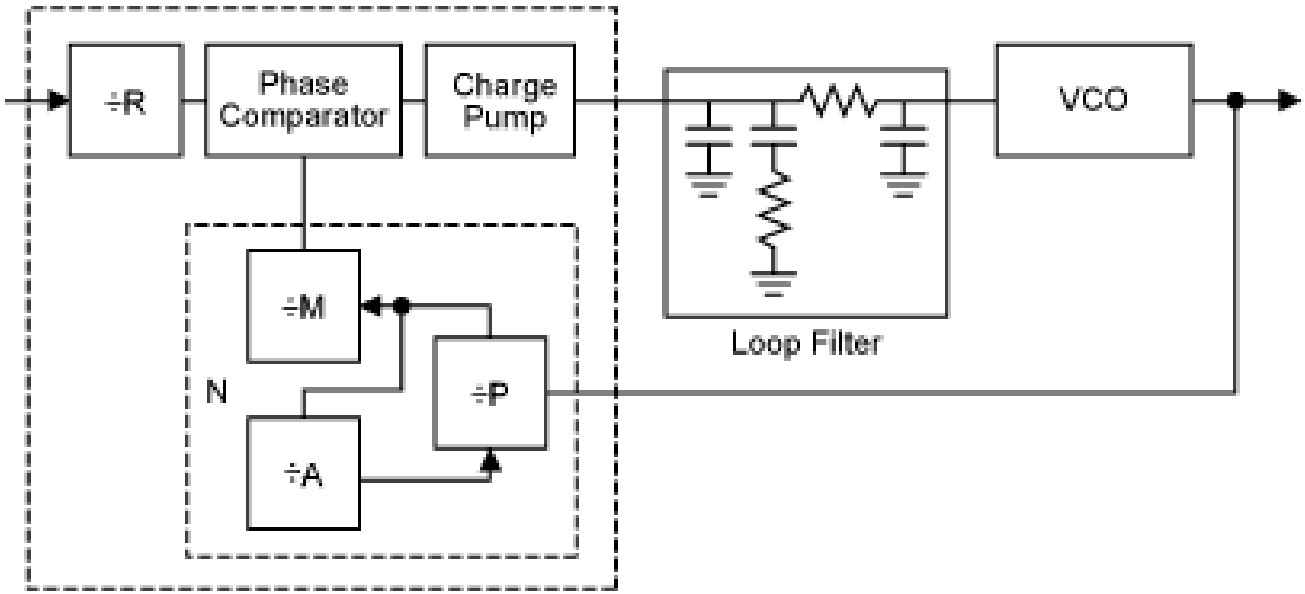
Διαδεδομενες Συχνοτητες Κρυσταλλων

Συχνοτητα (MHz)	Εφαρμογη σε Τηλεπικοινωνιακα Συσστηματα
14.7456	UART clock (8 × 1.8432 MHz); allows integer division to common baud rates
16.368	Commonly used for down-conversion and sampling in GPS-receivers. Generates intermediate frequency signal at +4.092 MHz. 16.3676 or 16.367667 MHz are sometimes used to avoid perfect lineup between sampling frequency and GPS spreading code.
19.6608	Used in CDMA systems (4 × 4.9152); divided to 1.2288 MHz baseband frequency
25.000	Fast Ethernet MII clock (100 MHz / 4-bit nibble)
26.000	Commonly used as a reference clock for GSM and UMTS handsets. (26 MHz is exactly 96 × the GSM bit rate)

Ενότητα 6:

Βρόχοι Κλειδώματος Φάσης

Τυπικο Κυκλωμα PLL

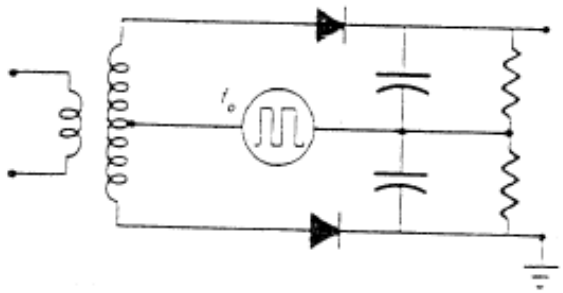


- Ανιχνευτης Φασης (Phase comparator)
  - Μετρητες
- Χαμηλοπερατο Φιλτρο 2ης ταξης (Παθητικο φιλτρο)
- Ταλαντωτης ελεγχομενος απο ταση (VCO)

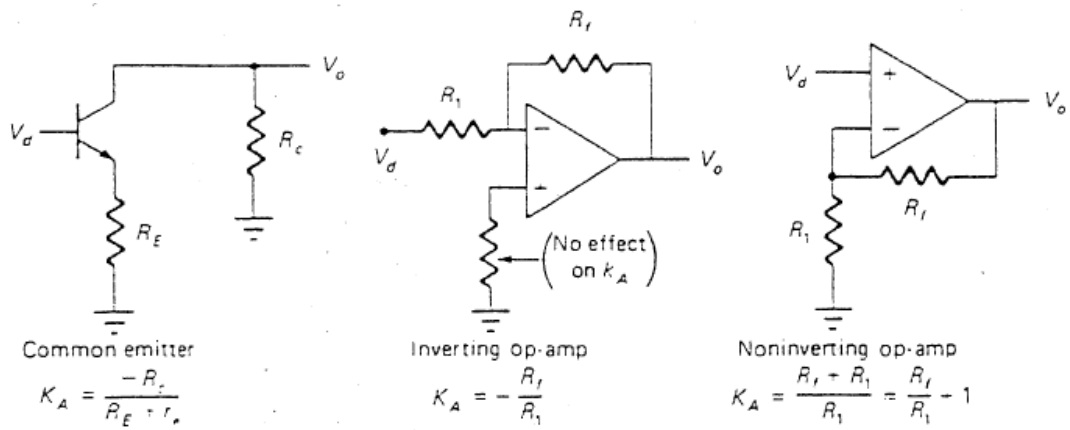
Ανιχνευτης φασης

- Ενας ανιχνευτης φασης εχει στην εξοδο του ενα RC φιλτρο το οποιο φιλτραρει τις τρεις απο τις τεσσερις συχνοτητες που παραγει ο μεικτης και οι οποιες ειναι fi, fo, (fi – fo), (fi + fo)

- Στην εξοδο εχουμε μονο την χαμηλη συχνοτητα (fi – fo).

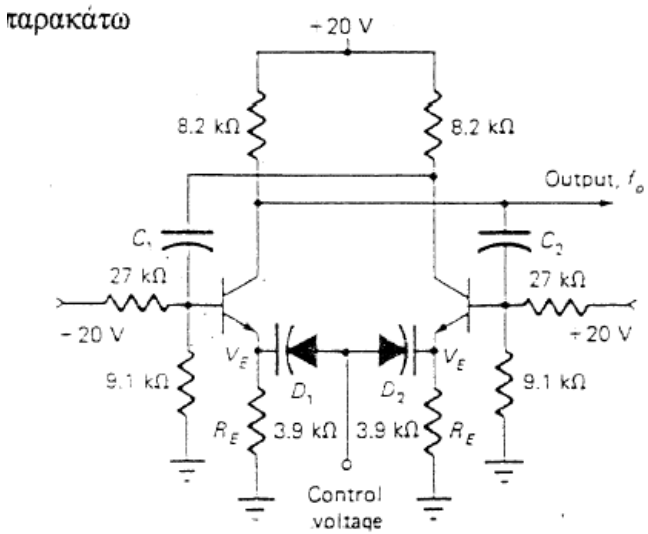


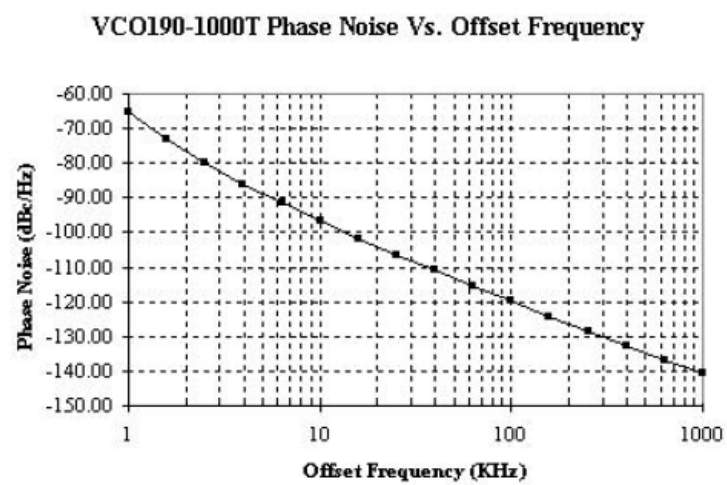
Χαμηλοπερατο Φιλτρο



- Τα φιλτρα αποκοπτουν ολες τις συχνοτητες που παραγονται απο τον ανιχνευτη φασης εκτος της χαμηλης συχνοτητας (fi – fo)
- Τα φιλτρα αυτα υλοποιουνται ειτε με παθητικα ειτε με ενεργα κυκλωματα
- Εαν χρησιμοποιουνται ενεργα φιλτρα τοτε ενισχυουν το σημα τασης Vd η οποια ειναι η εξοδος του ανιχνευτη φασης.

Ταλαντωτης ελεγχομενος απο ταση (VCO)

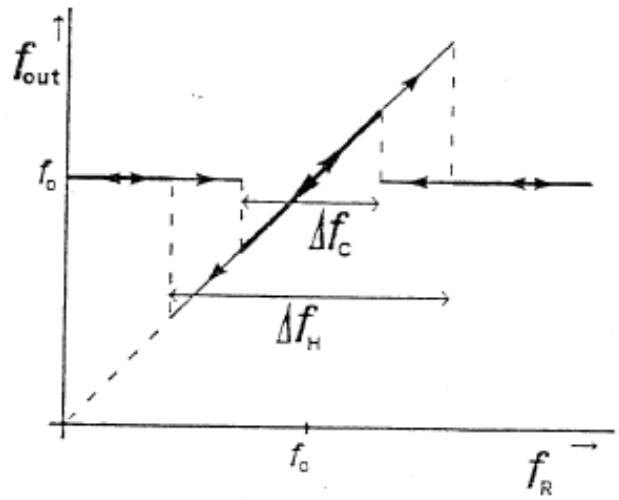




- Ο ταλαντωτης δινει στην εξοδο ενα σημα συχνοτητας fo η οποια ειναι συναρτηση του δυναμικου dc στην εισοδο του VCO. Οταν το δυναμικο στην εισοδο του VCO λειτουργει σε μια συχνοτητα η οποια ονομαζεται συχνοτητα ροης.
- Το κερδος ενος VCO εξαρταται απο τη συχνοτητα ω του σηματος στην εξοδο.

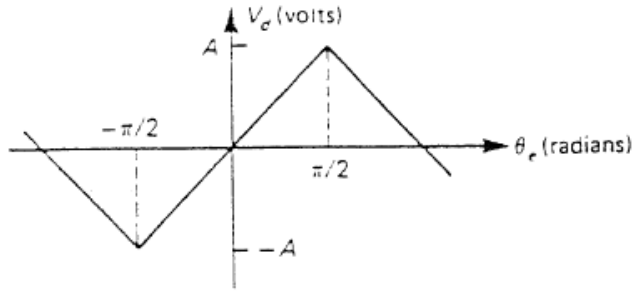
Χαρακτηριστικη της ζωνης συχνοτητων λειτουργιας ενος PLL

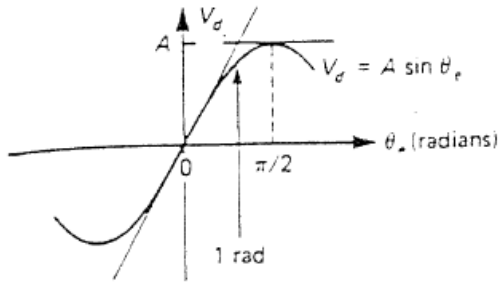
- Περιοχη λειτουργιας ή περιοχη συγχρονισμου Δf_H (Hold-in range)
- Περιοχη συλληψης ΔfC (capture range)
- Αποκτηση συγχρονισμου (acquisition)
- Αμεση συλληψη ή αμεση αποκτηση *συγχρονισμου*
- *Ελκτικη συλληψη ή ελκτικη αποκτηση συγχρονισμου*
- *Ευρος περιοχης συλληψης (Hold-in range)*



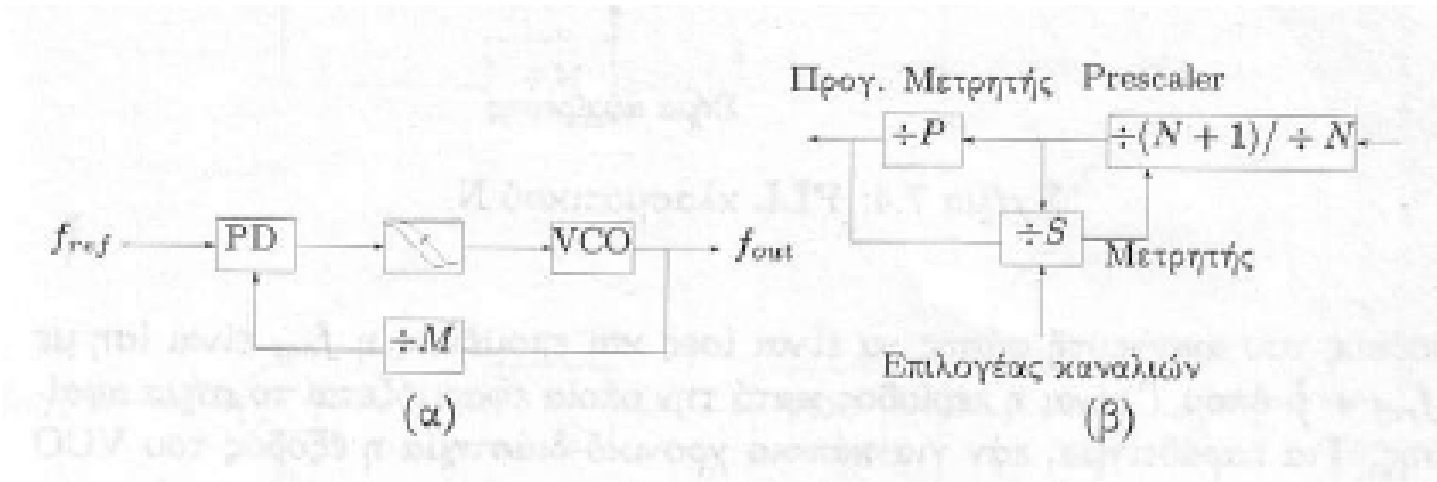
Ευρος περιοχης συλληψης (Hold-in range)

- Το ευρος των συχνοτητων εισοδου fi μεσα στο οποιο ο βροχος παραμενει κλειδωμενος οριζεται ως **hold-in range.**
- Η χαρακτηριστικη του ανιχνευτη φασης καθοριζει τα ορια της περιοχης συλληψης.
- Το στατιστικο σφαλμα φασης θε αυξανεται καθως αυξανει η fi και το οριο για την Vd ειναι αυτο περα απο το οποιο ο ανιχνευτης φασης δεν μπορει να δωσει το καταλληλο δυναμικο για την διορθωση του VCO.



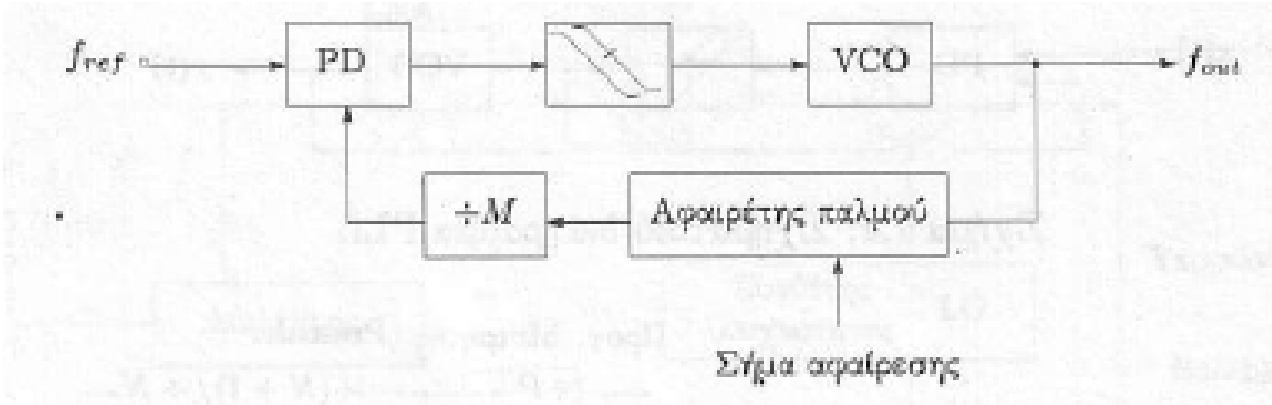


PLL ακεραιου N



- PLL με προγραμματιζομενο διαιρετη στο βροχο αναδρασης
- Ο διαιρετης απαρτιζεται απο ενα prescaler διπλου modulo και δυο μετρητες. Η λειτουργια του διαιρετη γινεται με τετοιο τροπο ωστε για καθε (N+1)S + (P-S)N = NP + S παλμους του VCO να εμφανιζεται ενας παλμος στην εξοδο του.
- Η απλοτητα της συγκεκριμενης αρχιτεκτονικης την εχει καταστασει δημοφιλη επιλογη στην σχεδιαση συστηματων IF.

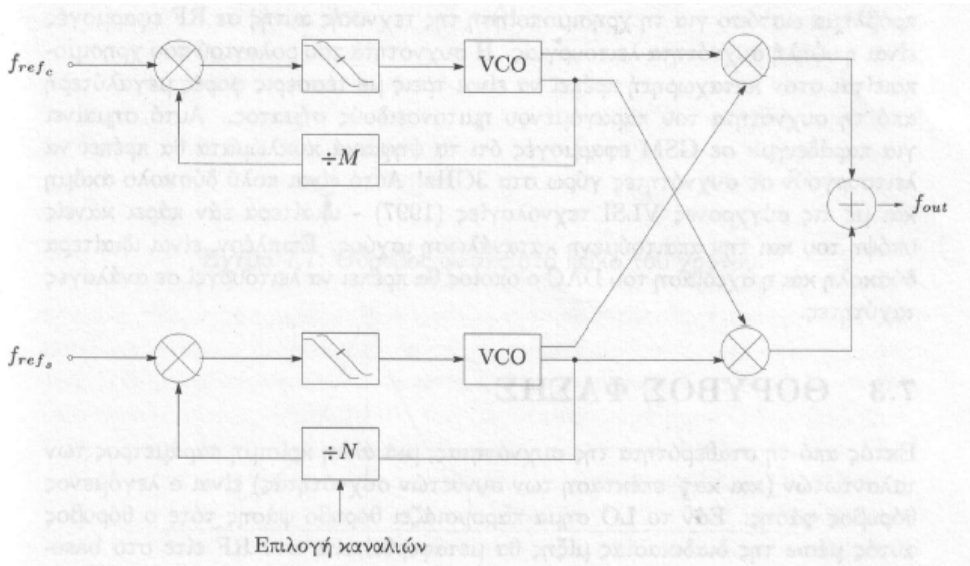
PLL κλασματικου N



- Στα συστηματα κλασματικου N η συχνοτητα της εξοδου μπορει να μεταβαλλεται κατα ενα κλασματικο μερος της συχνοτητας αναφορας επιτρεποντας ετσι στη fref να ειναι πολυ μεγαλυτερη απο την αποσταση μεταξυ καναλιων του συστηματος
- Σε συνθηκες κλειδωματος του PLL θα πρεπει οι δυο συχνοτητες στις εισοδους του ανιχνευτη φασης να ειναι ισες και επομενως η fout ειναι ιση με Mfref + 1/T οπου T ειναι η περιοδος κατα την οποια εφαρμοζεται το σημα αφαιρεσης
- Για παραδειγμα, εαν για καποιο χρονικο διαστημα η εξοδος του VCO διαιρειται με M και για καποιο αλλο χρονικο διαστημα διαιρειται με M+1 ο μεσος ορος του συντελεστη διαιρεσης βρισκεται μεταξυ M και M+1. Αρα ο συνδυασμος αφαιρετη παλμου και διαιρετη με M γινεται στην περιπτωση αυτη ενας prescaler διπλου modulo (M/M+1)

Αρχιτεκτονικες διπλου βροχου

- Δημιουργια συχνοτητων με μικρο βημα μεταβολης
- Προσθεση μιας μεταβαλλο-μενης χαμηλης συχνοτητας σε μια σταθερη υψηλη συχνοτητα
- Για να επιτευχθει αυτο χρειαζονται δυο PLL. Το πρωτο PLL χρησιμοποιειται για την δημιουργια της φερουσας συχνοτητας και το δευτερο PLL για την δημιουργια των βηματων συχνοτητας. Ενας μεικτης χρησιμοποιειται για την συνθεση των δυο συχνοτητων.



Ενότητα 7:

Μείκτες

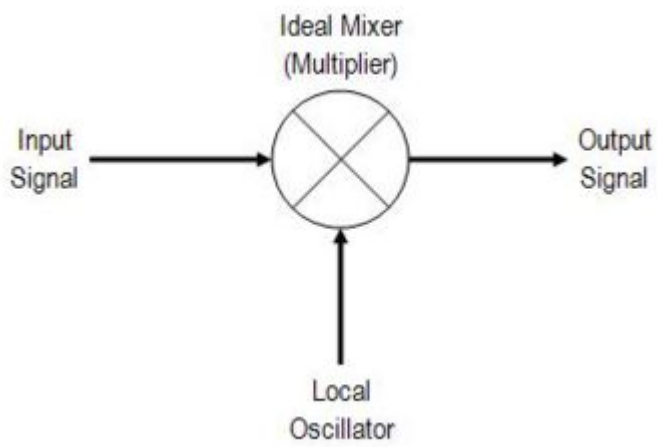
Μεικτες και Διαμορφωτες

- Σε ενα τηλεπικοινωνιακο δεκτη, εναποκειται στον σωστο σχεδιασμο του πολλαπλασιαστη συχνοτητων να φθασει στο σταδιο μια χαμηλης συχνοτητας (IF) του δεκτη μονο το επιθυμητο σημα απο ολους τους δυνατους συνδυασμους σηματων που εμφανιζονται στην κεραια

- Υπαρχουν τρεις κατηγοριες συστηματων που επιτελουν την πραξη του πολλαπλασιασμου σηματων:
  - Πολλαπλασιαστες
  - Διαμορφωτες
  - Μεικτες

Λειτουργια ενος Μεικτη

- Σημα εισοδου $v_s(t) = V_s \cos(\omega_s t)$
- Σημα τοπικου ταλαντωτη $v_{lo}(t) = V_{lo} \cos(\omega_{lo} t)$
- Σημα εξοδου $v_o(t) = (K/2) V_s V_{lo} [\cos(\omega_s - \omega_{lo})t + \cos(\omega_s + \omega_{lo})t]^2$



Απομονωση του μεικτη (mixer isolation)

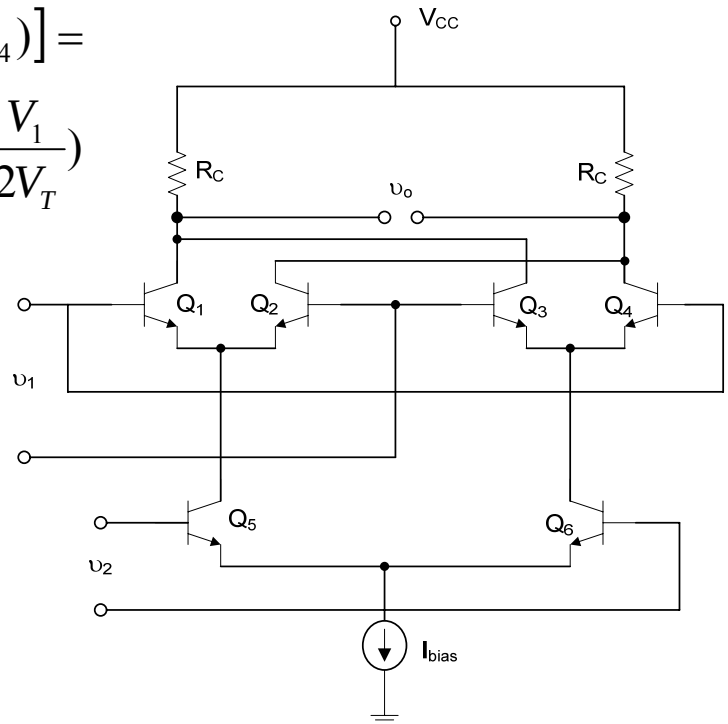
- Η απομονωση ειναι ενα μετρο της ισχυος που μεταφερεται εξαιτιας της παρασιτικης ζευξης μιας θυρας του μεικτη με καποια αλλη
- Οι πιο σημαντικες απο αυτες τις ζευξεις ειναι η ζευξη της θυρας LO με την θυρα IF και η ζευξη της θυρας RF με τη θυρα LO
- Μας ενδιαφερουν τα μεγεθη της LO – IF και LO – RF απομονωσης, δηλαδη το ποσοστο της ισχυος LO που διαρρεει στην εξοδο IF και το ποσοστο της ισχυος LO που διαρρεει στην εισοδο RF
- Ενα σημα με συχνοτητα ιση με την συχνοτητα του τοπικου ταλαντωτη αναμειγνυεται με το σημα LO και στην εξοδο IF παρουσιαζεται ανεπιθυμητη συνιστωσα dc (dc offset).

Κυτταρο Gilbert

Διαφορικη εξισωση εξοδου:

$$V_o = -R_c\left[(I_{c1}+I_{c3})-(I_{c2}+I_{c4})\right] = -R_c\left[(I_{c1}-I_{c2})+(I_{c3}-I_{c4})\right] =$$

$$= -R_c\left[(I_{c5}-I_{c6})\tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right)\right] = -R_c I_{bias}\tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right)\tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right)$$

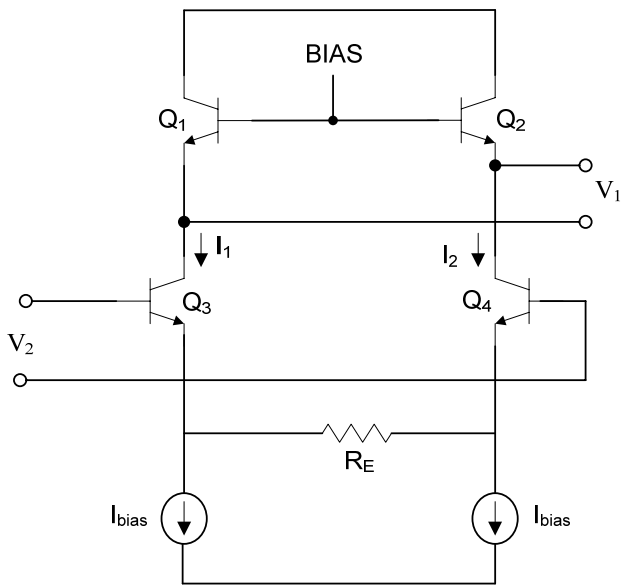


Μικρη τιμη τασεων εισοδου, η εξοδος γινεται:

$$V_o = \frac{-R_c I_{bias}}{4V_T^2}\upsilon_1\upsilon_2$$

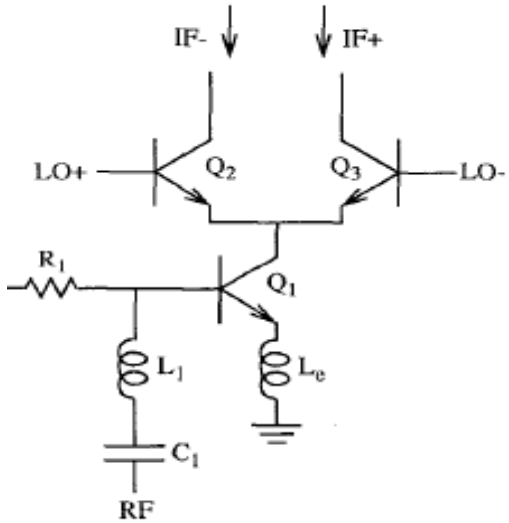
Μετατροπεας τασης σε ρευμα

- Η αντισταση RE χρησιμο-ποιειται για την γραμμικο-ποιηση του ECP
- Η εξοδος του μετατροπεα χρησιμοποιειται ως εισοδος στα τρανζιστορ Q1 – Q4 του κυκλωματος της προηγουμενης διφανειας για την δημιουργια του κυταρρου Gilbert. Με αυτο τον τροπο επιτυγχανεται η γραμμικοποιηση του μεικτη



Μεικτης Ταξης AB

- Ο μεικτης αποτελειται απο δυο τμηματα: ενα ακολουθο εκπομπου (Q_1) και ενα ζευγαρι διακοπτων (Q_2, Q_3)
- Ο ενισχυτης (Q_1) χρησιμοποιειται για να οδηγησει το RF σημα στον μεικτη και να αντισταθμισει τις απωλειες μεταγωγης των Q_2 και Q3 που πραγματοποιουν την μειξη των δυο σηματων και την δημιουργια του διαφορικου IF
- Η ελλειψη κυκλωματος αναδρασης με ωμικη αντισταση, εχει ως αποτελεσμα το κυκλωμα να λειτουργει σε ταξη AB που με την σειρα του οδηγει σε μεγαλυτερη γραμμικοτητα του κυκλωματος για σταθερο ρευμα πολωσης
- Η μη γραμμικη συμπεριφορα του μεικτη προερχεται κυριως απο το ζευγος διακοπτων Q_2 και Q_3 λογω κακης μεταγωγης
- Ενα μεγαλο LO σημα επιτρεπει την γρηγορη μεταγωγη των διακοπτων και συμβαλλει στην μειωση του θορυβου του κυκλωματος

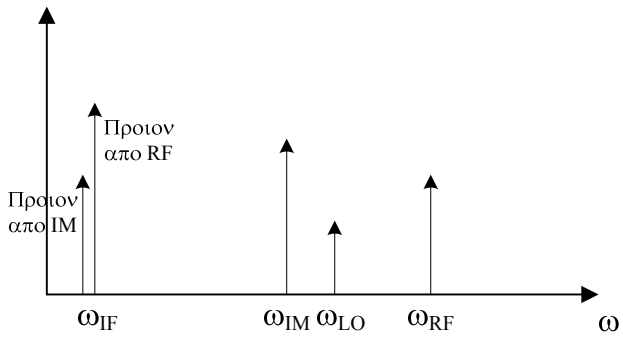


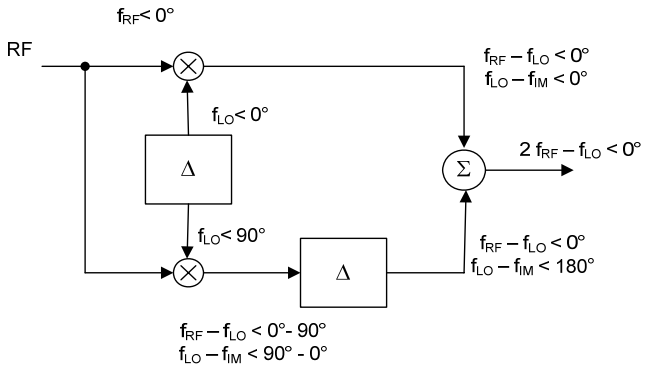
Διπλα Εξισορροπημενος Μεικτης

- Τα κυκλωματα εξισορροπημενων μεικτων (balanced mixers) σε γενικες γραμμες παρουσιαζουν καλυτερες επιδοσεις απο τα αντιστοιχα κυκλωματα απλης εξοδου
- Η εξισορροπημενη τοπολογια αυτων των μεικτων επιτρεπει την απορριψη ολων των ανεπιθυμητων αρμονκων αρτιας ταξης στην IF εξοδο
- Για να επιτευχθει σωστα η λειτουργια της μεταγωγης, απαιτειται ισχυρο LO σημα, πραγμα που δημιουργει την αναγκη για ισχυρη απομονωση της LO θυρας του μεικτη απο τις RF και IF θυρες του κυκλωματος
- Η χρηση του balun T1 επιτυγχανει πολυ καλη απομονωση μεταξυ LO και RF.

Μεικτης Απορριψης Ειδωλου

- Εαν στην εισοδο ενος μεικτη ενος τηλεπικοινωνιακου δεκτη, εμφανιζεται συχνοτητα ω_{RF} η οποια σε συνδυασμο με την συχνοτητα ω_{LO} του τοπικου ταλαντωτη δινει στην εξοδο σημα συχνοτητας $\omega_{RF} - \omega_{LO} = \omega_{IF}$
- Η συχνοτητα ειδωλου βρισκεται σε τετοια θεση στην μπαντα συχνοτητων ωστε η μειξη της με την συχνοτητα ω_{LO}, δινει προιον $\omega_{LO} - \omega_{IM} = \omega_{IF}$
- Το σημα ειδωλου βρισκεται στην συχνοτητα $\omega_{RF} - 2\omega_{IF}$.
- Για την απορριψη του παραπανω σηματος χρησιμοποιειται ζωνοπερατο φιλτρο στην εισοδο του μεικτη (εξωτερικο στοιχειο).

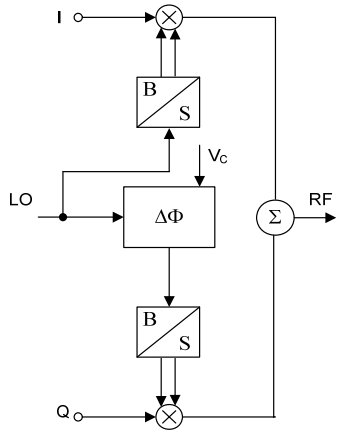




Διαμορφωτες

- Στα συστηματα ψηφιακης διαμορφωσης, σημαντικο ρολο παιζει ο I-Q διαμορφωτης, δηλαδη το κυκλωμα το οποιο περιλαμβανει τα baseband σηματα (0˚ και 90˚ φασης) και δινει στην εξοδο RF σημα

- Το κυκλωμα αποτελειται απο δυο διπλα εξισορροπημενους μεικτες οι οποιοι δεχονται τα I και Q σηματα και οι οποιοι οδηγουνται απο εξισορροπημενα LO σηματα με διαφορα φασης 90˚ απο τον ενα μεικτη στον αλλο



Ενότητα 8:

Αναλογικοί σε Ψηφιακοί Μετατροπείς Σημάτων

Λειτουργια Αναλογικων σε Ψηφιακων Μετατροπεων Σηματων (ADC)

- **Το αναλογικό σήμα που εισέρχεται σε έναν ADC τυπικά περιλαμβάνει άπειρες τιμές τάσης Οι τιμές αυτές θα πρέπει να περιοριστούν σε ένα πεπερασμένο πλήθος, έτσι ώστε τελικά να μπορέσουμε να αντιστοιχίσουμε κάθε αναλογική στάθμη σε ένα συγκεκριμένο δυαδικό αριθμό. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται κβαντισμός.**

Ακριβεια κβαντισμου → $Q = \frac{V_{FSR}}{2^N} = \frac{V_{FSR}}{M}$

V_{FSR}=*(Μεγιστη Τιμη ΤασηςΣηματος Εισοδου) – (Ελαχιστη Τιμη Τασης Σηματος Εισοδου)*

N = ευκρινεια του ADC του σε bits

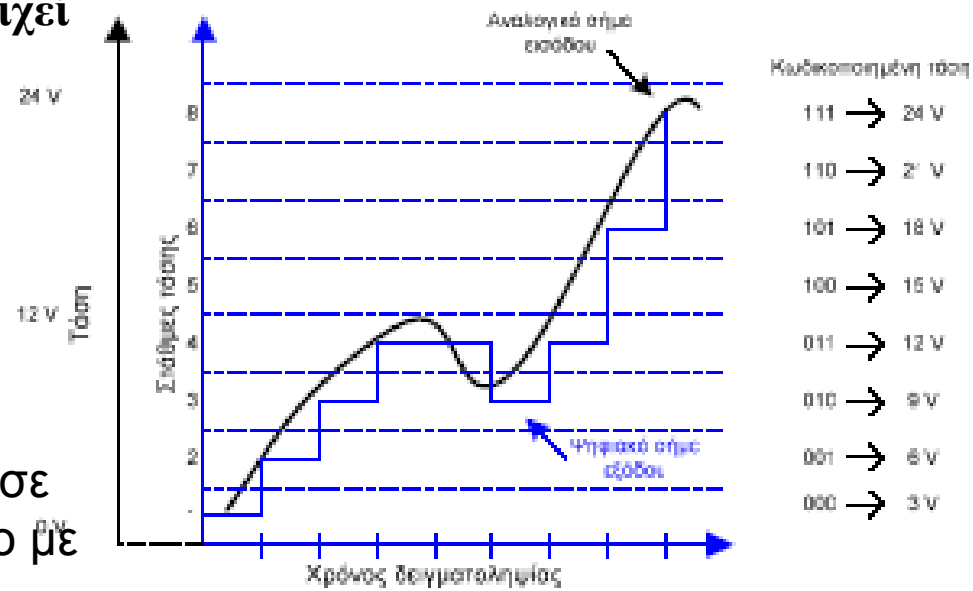
Κβαντισμος - Κωδικοποιηση

Χωρίζουμε τη διαθέσιμη περιοχή τάσης (0-24V) σε 8 (2^3) ζώνες. Κάθε ζώνη αντιστοιχεί σε έναν ψηφιακό αριθμό και απέχει από την επόμενη κατά 3V:

$$Q = \frac{V_{FSR}}{2^N} = \frac{24-0}{2^3} = 3\ Volts$$

Χωριζουμε τη διαθεσιμη περιοχη τασης σε 2^8=256 ζώνες και το βήμα τάσης ειναι ίσο με

$$Q = \frac{V_{FSR}}{2^N} = \frac{24-0}{2^8} = 0.94\ Volts$$



Λειτουργια ADC

- Εάν υπάρχει πάρα πολύ θόρυβος στην αναλογική είσοδο, τοτε περιοριζεται η “πραγματικη” ευκρινεια (αριθμος bits) ενος ADC. Συνεπως ο "αποτελεσματικος αριθμός των bits" (Effective Number of Bits - ENOB)

- Γραμικος ADC που σημαίνει ότι το εύρος των τιμών του σηματος εισοδου για κάθε τιμή εξόδου έχει μια γραμμική σχέση με την τιμή εξόδου

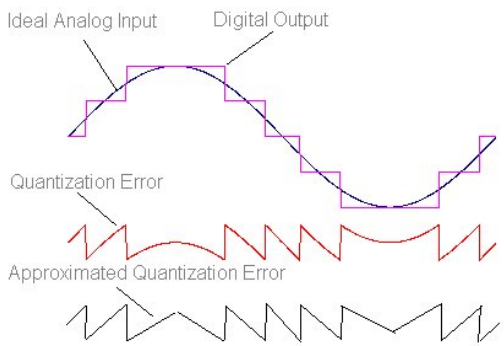
- Μη γραμμικος ADC (συνηθως a-law ή μ-law λογαριθμικος ADC) με υψηλή ευκρίνεια στην κρίσιμη περιοχή χαμηλης τασης εισοδου

- Dither: Πρόκειται για ένα πολύ μικρό ποσό τυχαίου θορυβου (συνηθως λευκός θόρυβος) ο οποίος προστίθεται στην είσοδο ενος ADC πριν την μετατροπή. Το πλάτος έχει οριστεί να είναι περίπου το μισό από το λιγότερο σημαντικό bit. Το dither προκαλει τυχαια κυμανση του LSB να κυμαίνεται τυχαια μεταξύ 0 και 1, αντί να εμμένει σε σταθερή τιμη

Ρυθμος δειγματοληψιας

- Ο ρυθμος των νέων ψηφιακων τιμων στην εξοδο ενος ADC ονομάζεται *ρυθμός δειγματοληψίας* ή *συχνότητα δειγματοληψίας* του μετατροπέα
- Απο το θεωρημα των Shannon-Nyquist γνωριζουμε οτι η πιστή αναπαραγωγή του αναλογικου σηματος είναι δυνατή μόνο εάν ο ρυθμος δειγματοληψίας είναι υψηλότερος από δύο φορές την υψηλότερη συχνότητα του σήματος
- Εάν το σήμα εισόδου μεταβαλλεται πολύ ταχύτερα από τον ρυθμο (συχνοτητα) δειγματοληψιας τότε το ψηφιακο σημα εξοδου δεν ειναι πιστη αναπαρασταση του σηματος εισοδου και παραγονται ψευδη σηματα στην εξοδο. Αυτα τα σηματα αποκαλουνται aliases.
- Για την αποφυγή aliasing σηματων, η είσοδος σε ενος ADC πρέπει να φιλτραριστει με ενα χαμηλοπερατό φιλτρο, ωστε να αφαιρεθουν οι συχνότητες άνω του ήμισυ του ποσοστού δειγματοληψίας

Πηγες σφαλματων ενος ADC



- Το σφάλμα κβαντισμου οφείλεται στην πεπερασμένη ευκρινεια ενος ADC, και είναι μια αναπόφευκτη ατέλεια σε όλους τους ADC
- Το μέγεθος του σφάλματος κβαντισμου κατά την στιγμη της δειγματοληψίας είναι μεταξύ μηδέν και το ήμισυ του ενός LSB. Η RMS τιμή είναι η τυπική απόκλιση αυτής της κατανομης υπολογιζεται απο $(1/\sqrt{12})$ LSB ≈ 0.289 LSB.

Πηγες σφαλματων ενος ADC (συνεχεια)

- **Μη γραμμικότητα: δημιουργειται από τις φυσικες ατέλειες των υλικων που χρησιμοποιηθηκαν για την κατασκευη τους καθως και απο τις ατελειες σχεδιασμου.**
- **Σημαντικές παράμετροι για τη γραμμικότητα είναι**
  - **η *ολοκληρωμενη μη γραμμικότητα* (integral non-linearity INL)**
  - **η *διαφορική μη γραμμικότητα* (differential non-linearity DNL).**
- **Σφαλμα Διαφραγματος ειναι η *αβεβαιότητα* του πραγματικου χρόνου δειγματοληψίας λόγω του *jitter* Δ*t*, του σηματος συγχρονισμου**

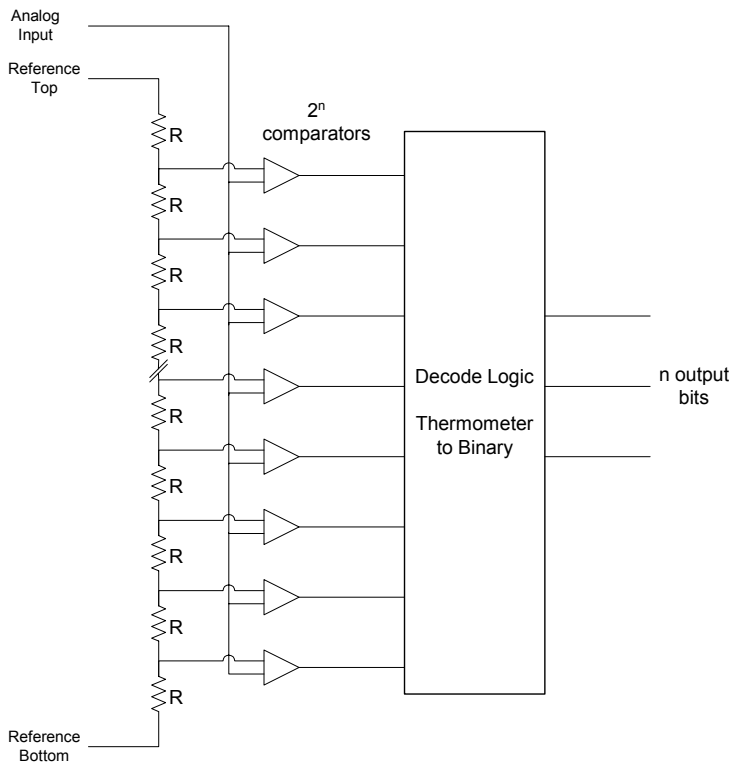
$$E_{ap} \le \left| x'(t)\Delta t \right| \le 2A\pi f_0 \Delta t$$

Για να αγνοηθει το σφαλμα διαφραγματος θα πρεπει να ισχυει:

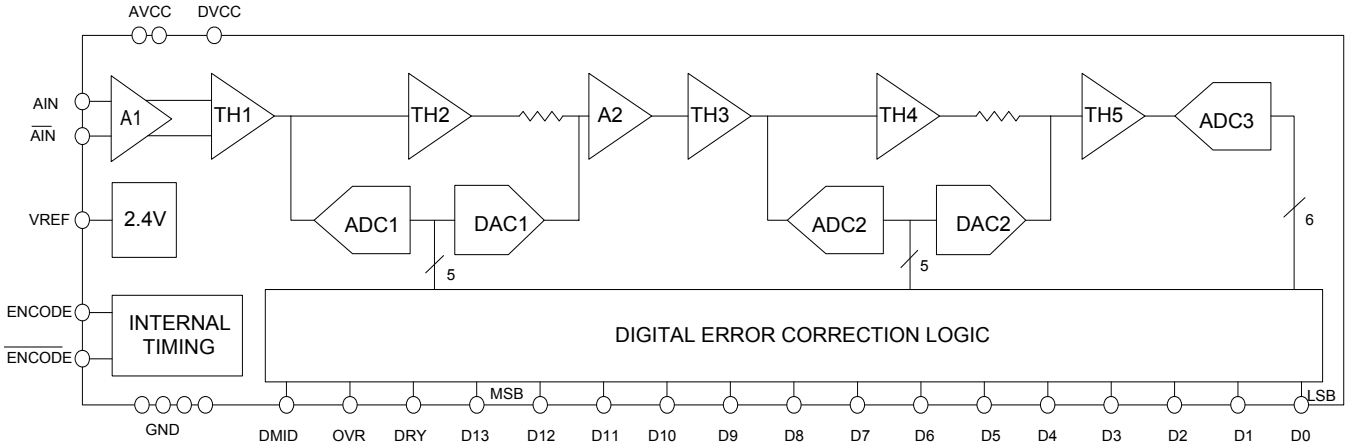
$$\Delta t < \frac{1}{2^N \pi f_0}$$

Αμεσος μετατροπεας Flash ADC

- Συστοιχια συγκριτικων στοιχείων, οπου καθε στοιχειο αποκωδικοποιει μια συγκεκριμενη ζωνη τάσης
- Η συστοιχια σύγκρισης τροφοδοτεί ενα λογικο κύκλωμα που δημιουργεί έναν κώδικα για κάθε περιοχη τάσης
- Η αμεση μετατροπή είναι πολύ γρήγορη, αλλά συνήθως έχει μόνο 8 bit ευκρινειας
- ακριβό κύκλωμα υλοποιησης.
- Είναι επιρρεπής στην παραγωγή glitches στο σημα εξοδου.



Διαδοχικης Προσεγγισης ADC (succesive approximation register - SAR)



- Χρησιμοποιεί ένα συγκριτη τασης για να απορρίψει περιοχες τάσης, ωσπου τελικα συγκλινει σε μια τελική περιοχη τάσης
- Ενας ADC διαδοχικης προσέγγισης συγκρινει συνεχως την αναλογικη τάση εισόδου με την έξοδο του εσωτερικου μετατροπέα ψηφιακού σηματος σε αναλογικό σημα DAC
- Επειδή οι προσεγγίσεις είναι διαδοχικες, η μετατροπή κάνει ένα κύκλο ρολογιού για κάθε bit ευκρινειας του ADC. Η συχνότητα του ρολογιού πρέπει να είναι ίση με τη συχνότητα δειγματοληψίας πολλαπλασιασμενη με τον αριθμό των bits ευκρινειας του ADC.
- Εχουν καλή ευκρινεια αλλα ειναι πολυπλοκοι στην σχεδιαση τους.

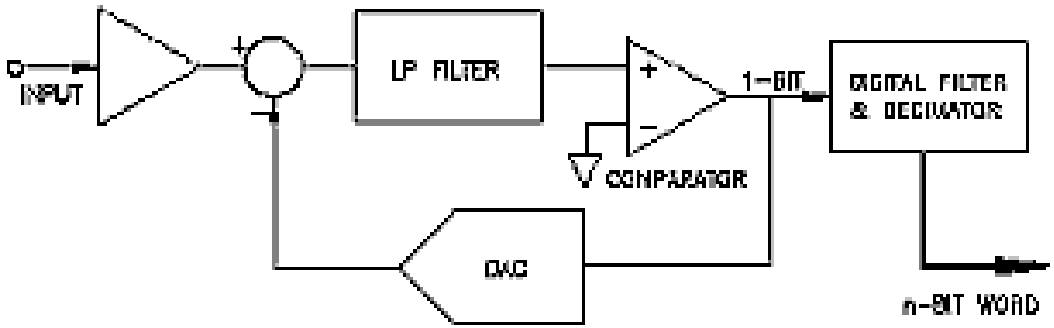
Δελτα-encoded ADC

- Ένας δέλτα-encoded ADC έχει εναν διπλης κατευθυνσης μετρητη (ο οποιος μετραει προς τα πανω και κατω) και τροφοδοτεί ένα ψηφιακό σε αναλογικό μετατροπέα (DAC)
- Οι δέλτα-encoded μετατροπείς έχουν πολύ ευρεία περιοχή τιμών, καθώς και υψηλή ευκρινεια, αλλά ο χρονος μετατροπής εξαρτάται από την ταση του σήματος εισόδου
- Ορισμένοι μετατροπείς συνδυάζουν την δέλτα-encoded τεχνολογια και την τεχνολογια της διαδοχικης προσέγγισης για εφαρμογες οπου οι υψηλές συχνότητες εχουν μικρό σε μέγεθος τασης

Αγωγος ADC- κβαντιστιστης υπο-περιοχης

- Ένας αγωγός ADC χρησιμοποιεί δύο ή περισσότερες υπο-περιοχες. Σε πρωτο σταδιο γινεται μια χοντρομετρικη μετατροπή. Σε δεύτερο σταδιο, καθοριζεται η διαφορά με το σήμα εισόδου με ένα μετατροπέα ψηφιακού σε αναλογικό (DAC)
- Στην συνεχεια γινεται μια μικρομετρικη μετατροπη στην διαφορά που προεκυψε απο το πρωτο σταδιο. Στην συνέχεια τα αποτελέσματα των δυο σταδιων συνδυαζονται σε ένα τελευταίο σταδιο.
- Ειναι μια βελτίωση των ADC διαδοχικης προσέγγισης, όπου η ανάδραση του σηματος αναφοράς αποτελείται από την ενδιάμεση μετατροπή του σε ολα τα bits και όχι μόνο το αμέσως επόμενο bit
- Η δομη ενος αγωγου ADC αποτελει τον συνδυασμό της δομης διαδοχικής προσέγγισης και αμεσης (flash) μετατροπης
- Αυτού του τύπου δομη είναι γρήγορη, έχει υψηλη ευκρινεια, και μπορει να υλοποιηθει με μικρο ολοκληρωμενο κυκλωμα.

Σιγμα-Δελτα ADC



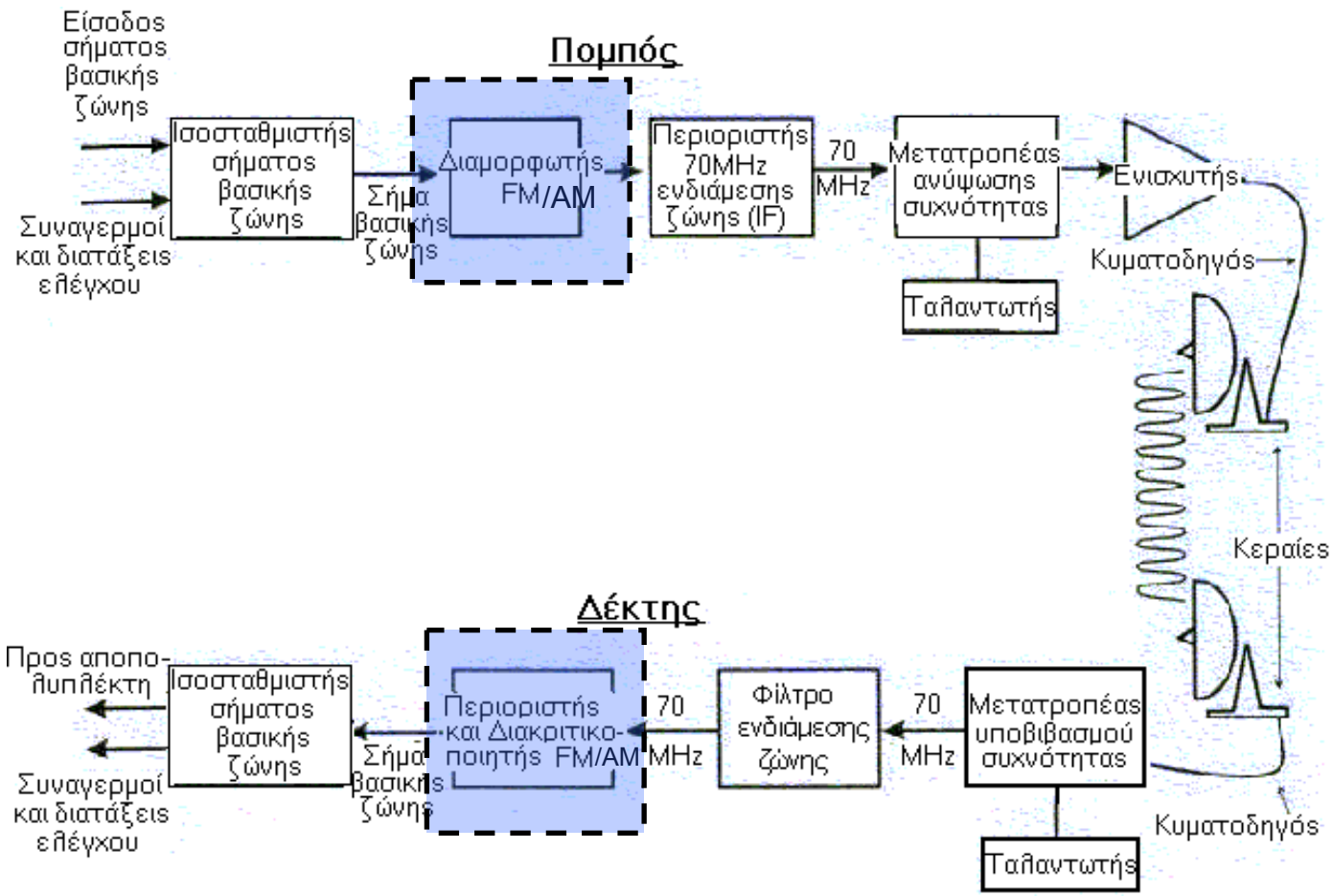
- Ενας Σιγμα-Δελτα ADC (επίσης γνωστος ως Delta-Sigma ADC) υλοποειται με την αρχη της υπερ-δειγματοληψιας του αναλογικου σήματος εισοδου
- Μετα φιλτραρεται το επιθυμητο σημα με ψηφιακα φιλτρα ενσωματωμενα στο ολοκληρωμενο κυκλωμα ADC
- Ενας μικροτερος αριθμος bits μετατρεπονται χρησιμοποιωντας ενα αμεσο (flash) ADC μετα το φιλτρο
- Μετα το φιλτρο εχουμε ενα flash ADC που μετατρεπει ενα σημα σφαλματος σε ψηφιακο αριθμο με μικροτερο αριθμο bits
- Το σημα που προκύπτει, μαζί με το σφάλμα που δημιουργειται από τα διακριτα επιπεδα του flash ADC ανατροφοδοτούνται και αφαιρούνται από το σημα εισοδου του φίλτρου.
- Αυτή η αρνητική ανάδραση διαμορφωνει τον θορυβο του σφάλματος που οφείλεται στο Flash, ώστε να μην εμφανίζεται στις επιθυμητες συχνοτητες του σηματος εξοδου. Το ψηφιακό φίλτρο (φίλτρο decimation) ακολουθεί τον ADC μειώνει το ποσοστό δειγματοληψίας, φιλτραρει τον ανεπιθύμητο θόρυβο σήματος και αυξάνει την ευκρινεια του σηματος εξοδου.

Ενότητα 9:

Υλοποίηση Συστημάτων

Διαμόρφωσης - Αποδιαμόρφωσης

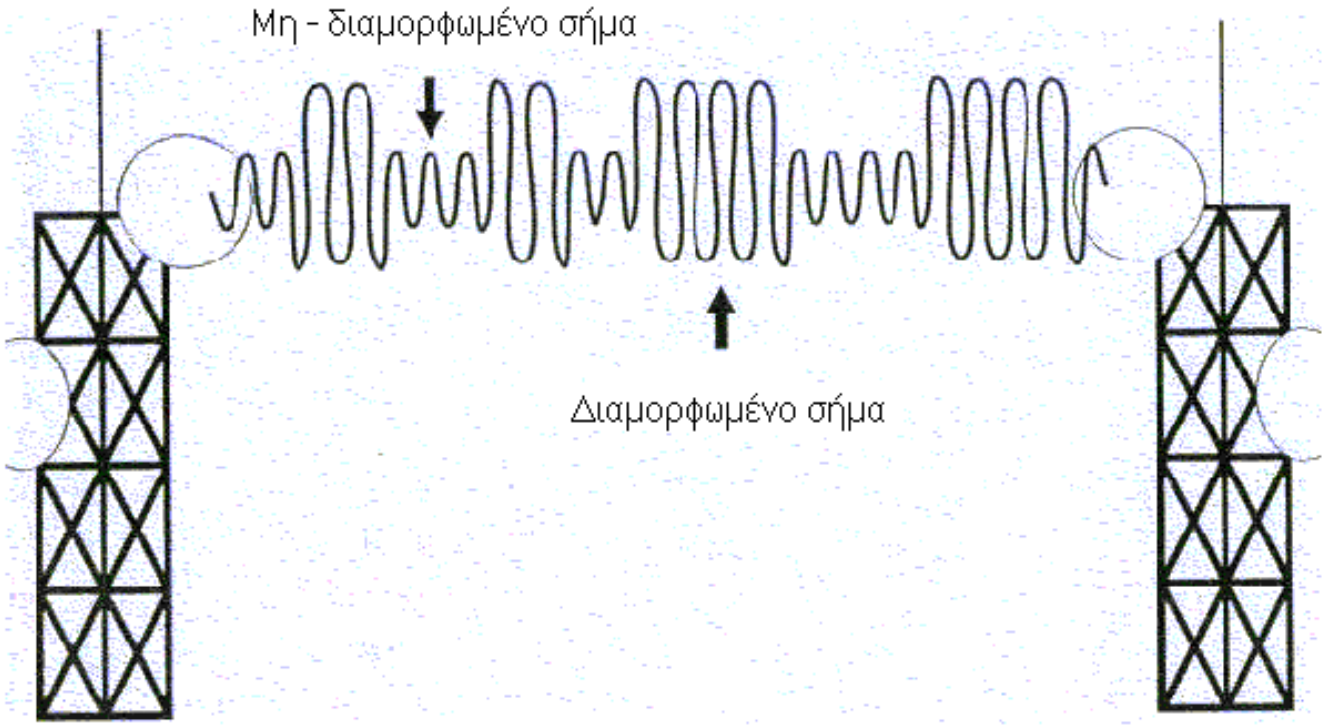
Αναλογικά συστήματα



Τυπικό ασύρματο αναλογικό δίκτυο *FM/AM*

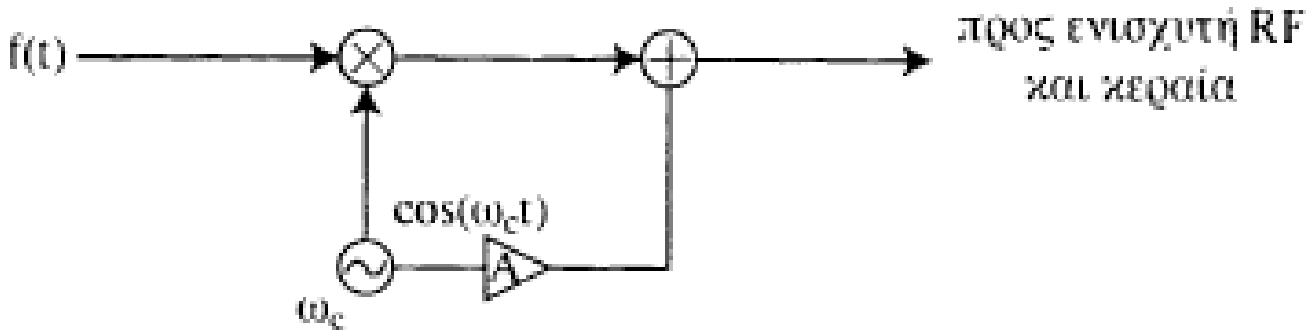
πομποδεκτη

Αναλογικά συστήματα (Διαμόρφωση ΑΜ)



Το φέρον σήμα συνδυάζεται με το διαμορφώνον σήμα ώστε να παράγει μια αύξηση στο πλάτος η οποία παριστάνει την πραγματική πληροφορία.

Διαμορφωση πλατους με ενσωματωμενο φερον AM-DSB-LC

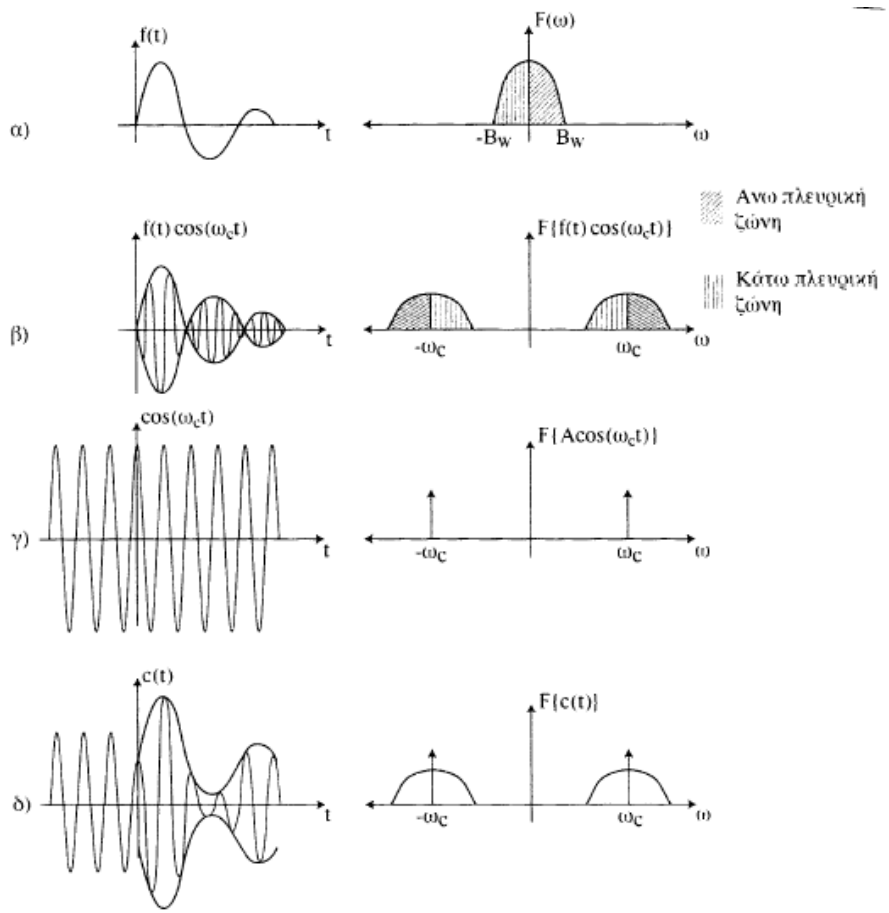


$$c(t) = (A + f(t)\cos(\omega_c t))\cos(\omega_c t)$$

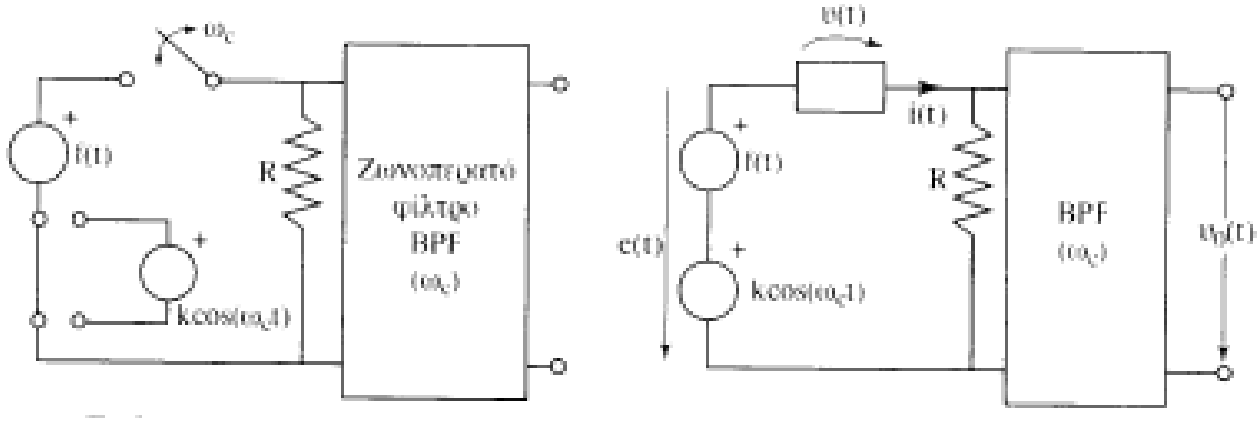
$$m = \frac{\text{μεγιστη τιμη του διαμορφωνοντος ημιτονοειδους σηματος}}{\text{μεγιστη τιμη του ενσωματωμενου αδιαμορφωτου φεροντος σηματος}}$$

$$\boxed{c(t) = A\big(1 + m\cos(\omega_m t)\big)\cos(\omega_c t)}$$

Χρονικη και φασματικη παρασταση της διαμορφωσης



Μεθοδοι διαμορφωσης AM-DSB με ενσωματωμενο φερον



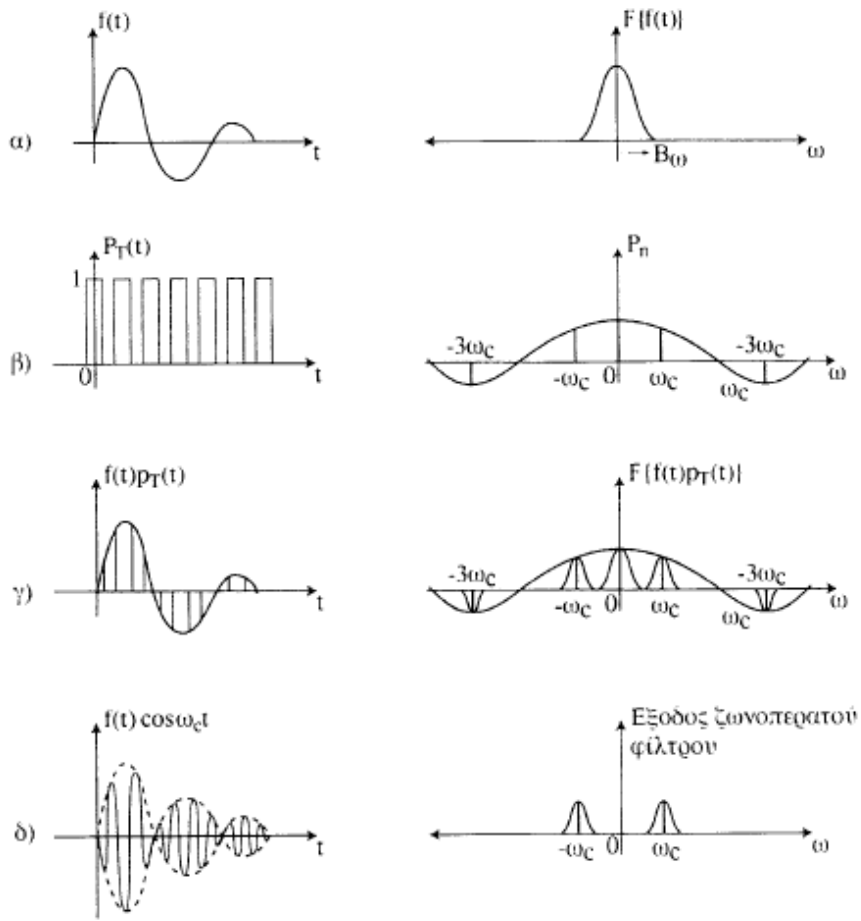
- **Διακοπτομενος διαμορφωτης (chopper modulator)**

$$P_T(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\left[\cos(\omega_c t) - \frac{1}{3}\cos(3\omega_c t) + \frac{1}{5}\cos(5\omega_c t) - \ldots\right]$$

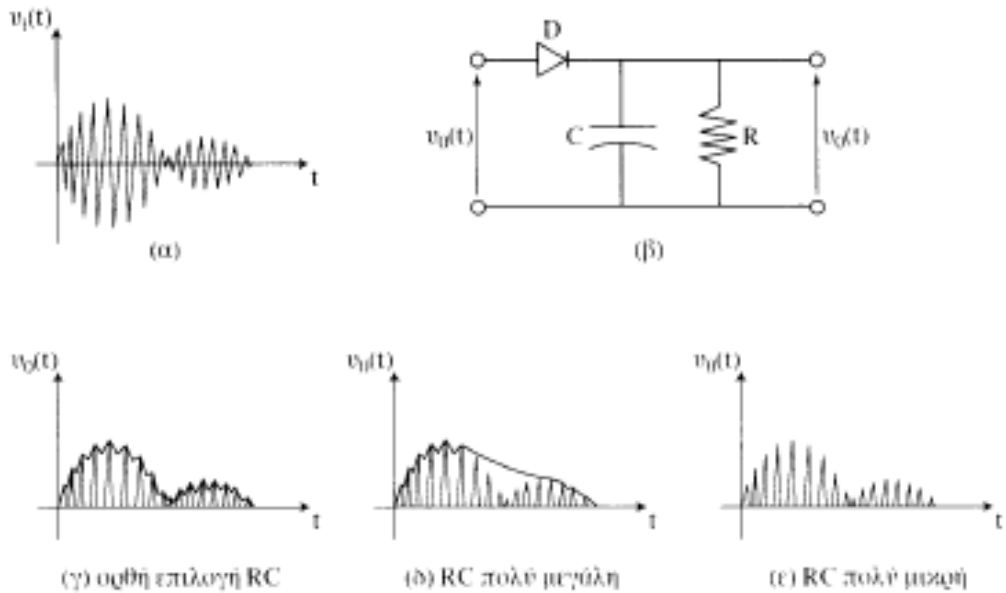
- **Διαμορφωση πλατους με χρηση μη γραμμικων στοιχειων**

$$v_0(t) = \alpha_1 Rk\cos(\omega_c t) + 2\alpha_2 Rf(t)\cos(\omega_c t)$$

Χρονικη και φασματικη παρασταση της μεταθεσης συχνοτητας με χρηση διακοπτη

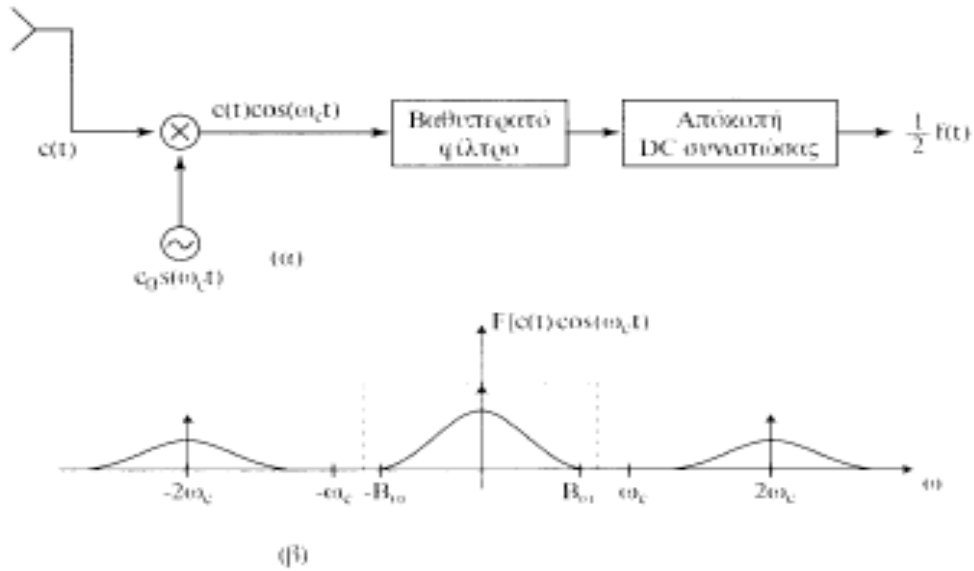


Μεθοδοι Αποδιαμορφωσης AM-DSB-LC



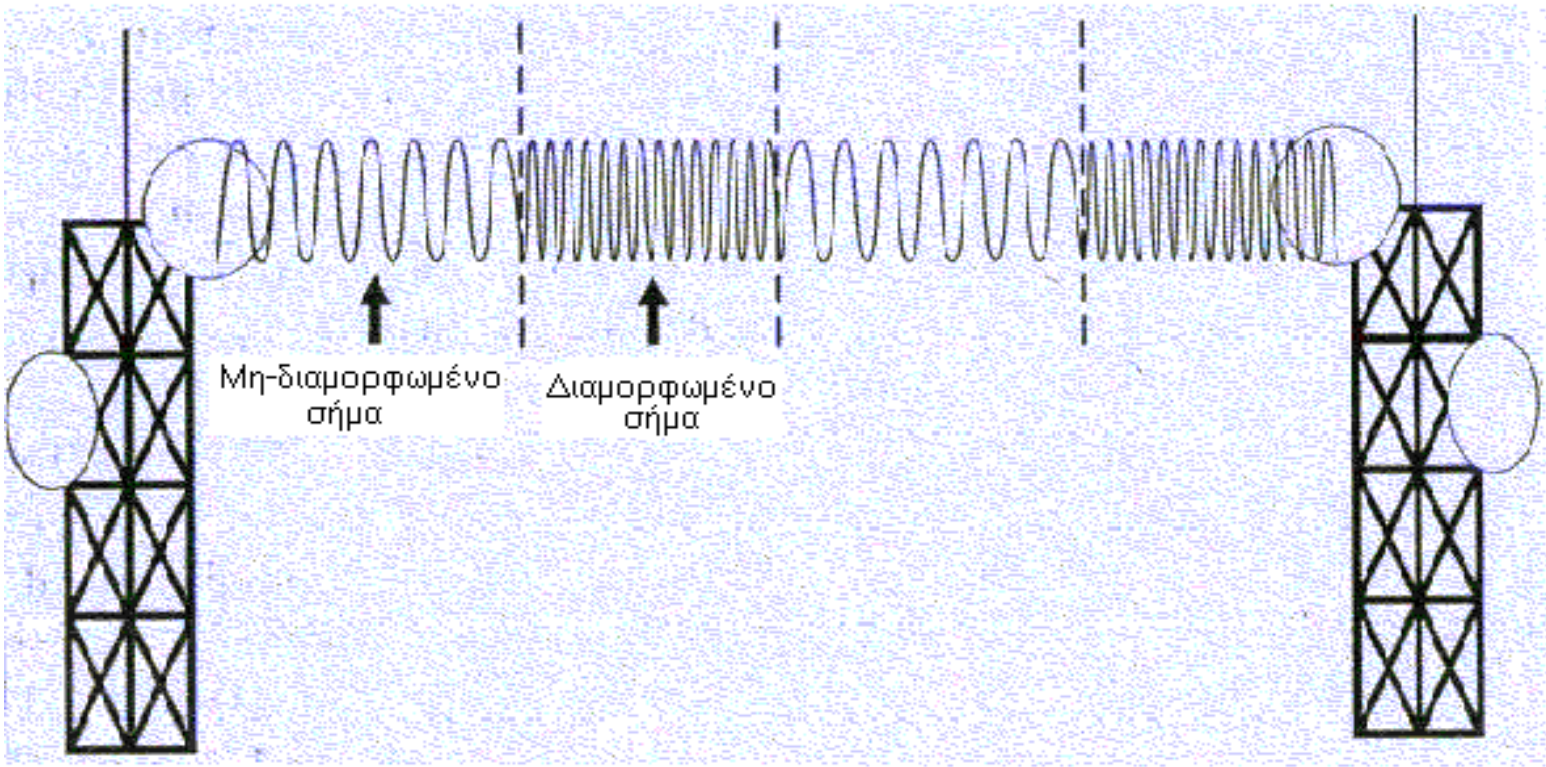
- **Αποδιαμορφωση περιβαλλουσας (Envelope detection)**
  - Η σταθερα χρονου του κυκλωματος R-C ρυθμιζεται ετσι ωστε η μεγιστη τιμη της αρνητικης κλισης της περιβαλλουσας να μην υπερβαινει ποτε τον ρυθμο εκφορτισης του πυκνωτη πανω στην R.

Μεθοδοι Αποδιαμορφωσης AM-DSB-LC



- **Συμφωνη Αποδιαμορφωση (Coherent detection)**
  - μετα την μεταθεση συχνοτητας που γινεται πλεον στον δεκτη, το σημα που προκυπτει αποτελειται απο το σημα A + f(t) στην περιοχη βασικης ζωνης (-Bω εως Bω) και απο ενα σημα AM-DSB περι τη συχνοτητα 2ωc. Το τελευταιο μπορει να συμπιεστει με χρηση καταλληλου βαθυπερατου φιλτρου, ενω η DC συνιστωσα αποκοπτεται με βοηθεια πυκνωτη, ωστε να προκυψει τελικα το σημα πληροφοριας f(t). Η υπαρξη του φεροντος στο σημα AM δεν διευκολυνει τη συμφωνη αποδιαμορφωση

Αναλογικά συστήματα (Διαμόρφωση FM)



Το φέρον σήμα συνδυάζεται με το διαμορφώνον σήμα, ώστε να παράγει έναν υψηλότερο ρυθμό συχνότητας ο οποίος παριστάνει την πραγματική πληροφορία.

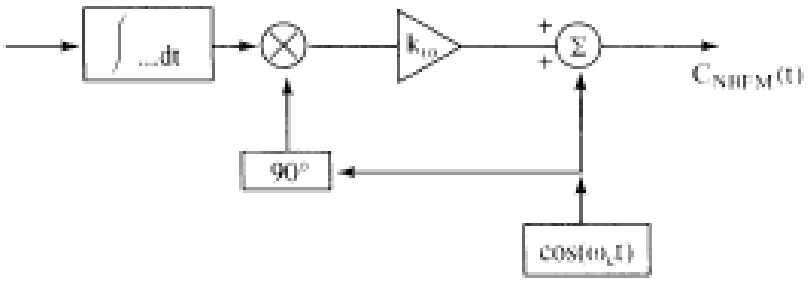
Διαμορφωση – Αποδιαμορφωση Συχνοτητας

- Ενα συνεχες σημα ημιτονοειδους μορφης μπορει να διαμορφωθει απο ενα σημα πληροφοριας οχι μονο πλατους του αλλα και απο την μεταβολη της γωνιας φασης του, οποτε προκυπτουν δυο ειδη γωνιακης διαμορφωσης:

$$c(t) = A\cos\left(\omega_c t + k_\omega \int_{-\infty}^{t} f(x)dx + \psi\right)$$ **FM**

$$c(t) = A\cos\left(\omega_c t + k_p f(t) + \psi\right)$$ **AM**

Διαμορφωση FM στενης ζωνης



Στιγμιαια γωνια του φεροντος $\theta(t) = \omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m}\sin(\omega_m t) = \omega_c t + \beta \sin\omega_m t$

Οριζουμε $\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m}$ **εαν** $\beta < 1/\sqrt{10}$ **τοτε εχουμε**

$$c(t) = A\cos(\omega_c t) - \beta A \sin(\omega_m t)\sin(\omega_c t))$$

Διαμορφωση FM ευρειας ζωνης

- Οταν το σημα πληροφοριας f(t) ειναι ημιτονοειδους μορφης, δηλαδη f(t)=Acos(ωmt), η στιγμιαια συχνοτητα προκυπτει

$$\omega_i = \omega_c + ak_\omega \cos(\omega_m t)$$
$$= \omega_c + \Delta\omega \cos(\omega_m t)$$

- το διαμορφωμενο κατα FM σημα παιρνει τη μορφη

$$c(t) = \mathrm{Re}\,al\left\{Ae^{j\omega_c t} e^{j\beta \sin(\omega_m t)}\right\}$$

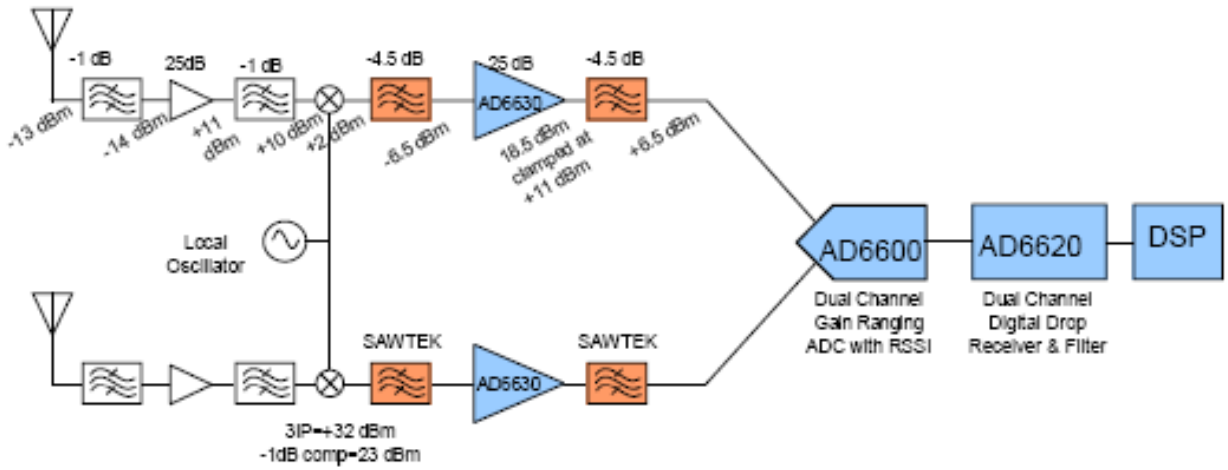
Ενότητα 10:

Τυπικές Κυκλωματικές Διατάξεις

Δεύτερης και Τρίτης γενιάς

Κινητής Τηλεφωνίας

Σχηματικο διαγραμμα ενος GSM / EDGE δεκτη με διαφορετικη ληψη



Antenna	AD6630 Input	AD6630 Output	AD6600 Input
-104 dBm	-93 dBm	-68 dBm	-73 dBm
-43 dBm	-32 dBm	-7 dBm	-12 dBm
-28 dBm	-17 dBm	+7 dBm	+3 dBm
-16 dBm	-5 dBm	+11 dBm	+6 dBm*
-13 dBm	+2 dBm	+11 dBm	+6 dBm*

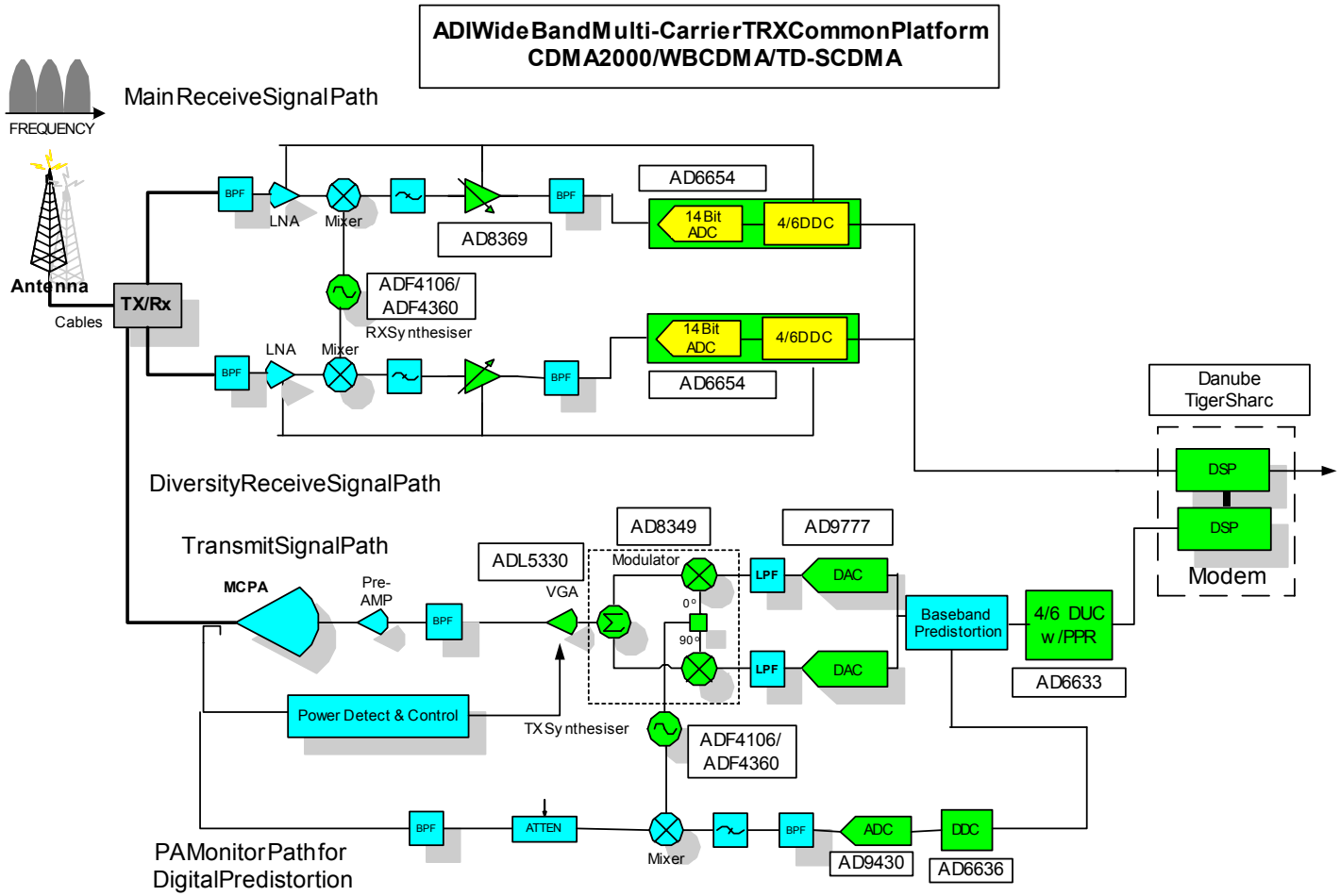
* Output of AD6630 clamped to +11 dBm

AD6600 + AD6620 handle diversity

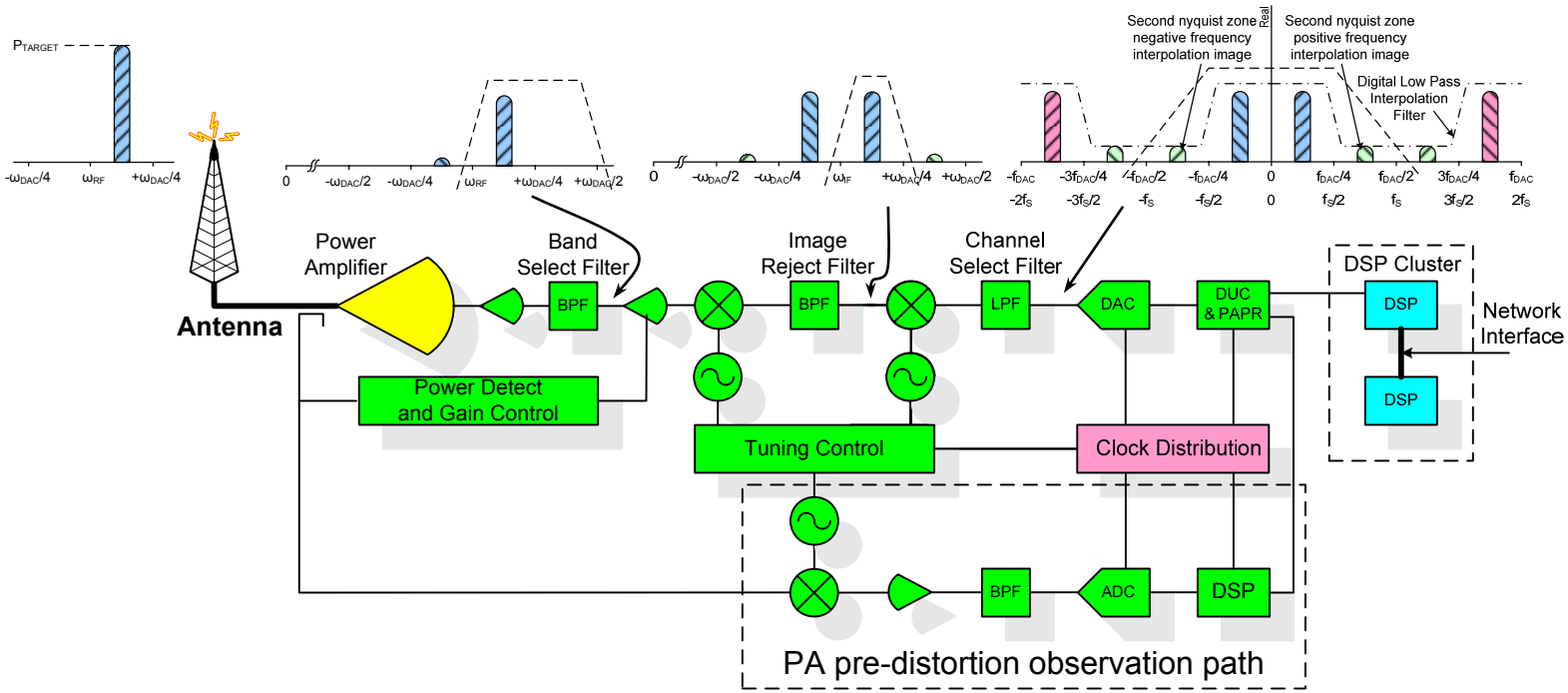
AD6600 samples signals at each antenna.

AD6620 accepts interleaved data,

Σχηματικο διαγραμμα ενος πομποδεκτη τριτης γενιας

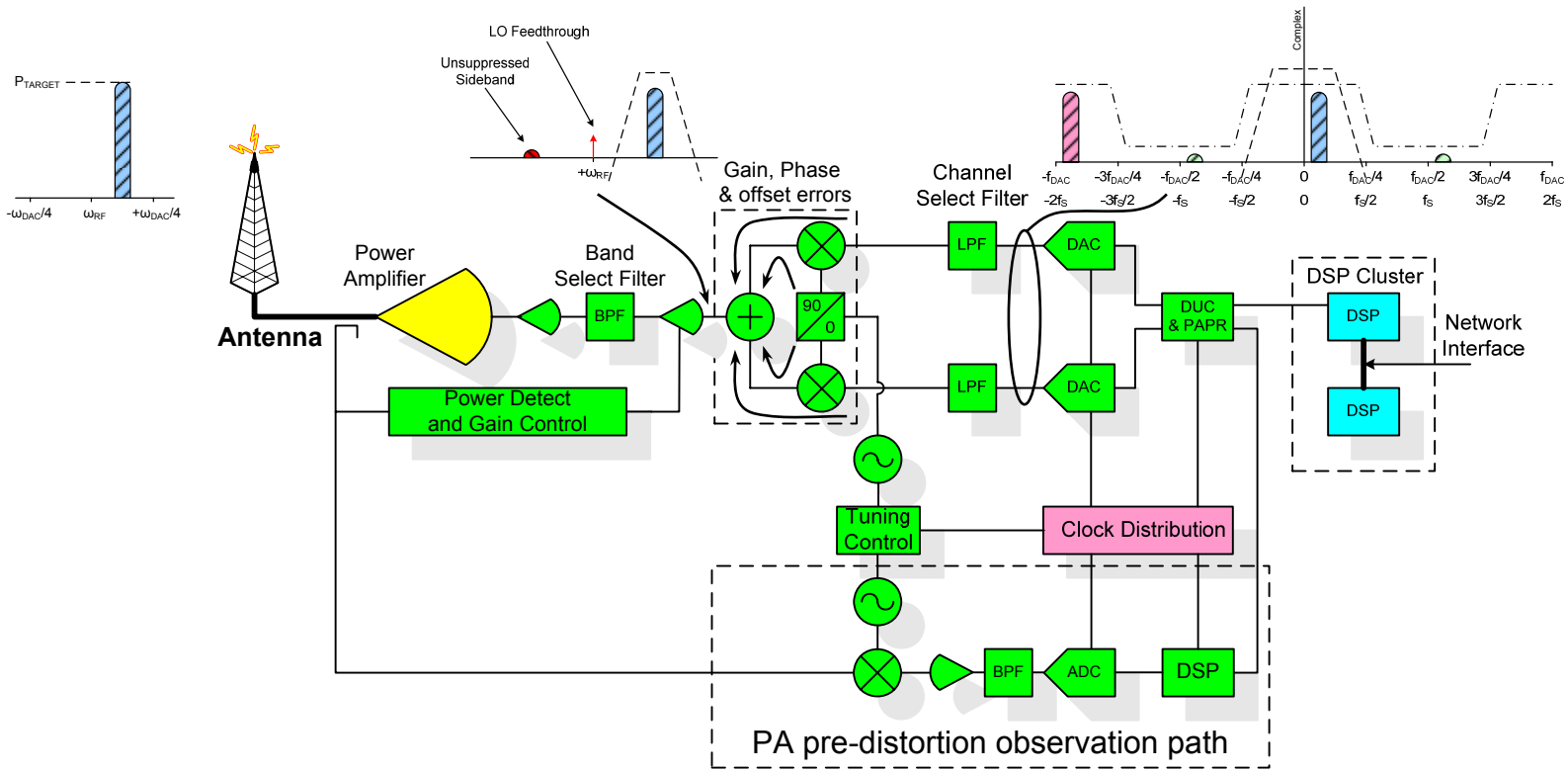


Διαταξη Πομπου
Υπερετεροδυνη Διαταξη χαμηλης IF συχνοτητας



- Το μιγαδικο σημα εξοδου του DAC εχει μηδενικο φανταστικο μερος
  - Τα ειδωλα ειναι συμμετρικα ως προς 0 και $\pm n * f_{DAC} / 2$
- Ο ενισχυτης ισχυος με ελεγχο κερδους και ψηφιακη παραμορφωση

Διαταξη Πομπου Αμεσης Μετατροπης Συχνοτητας Direct (Zero-IF) Conversion



Ενότητα 11:

Φασματικός Αναλυτής

Φασματικος Αναλυτης

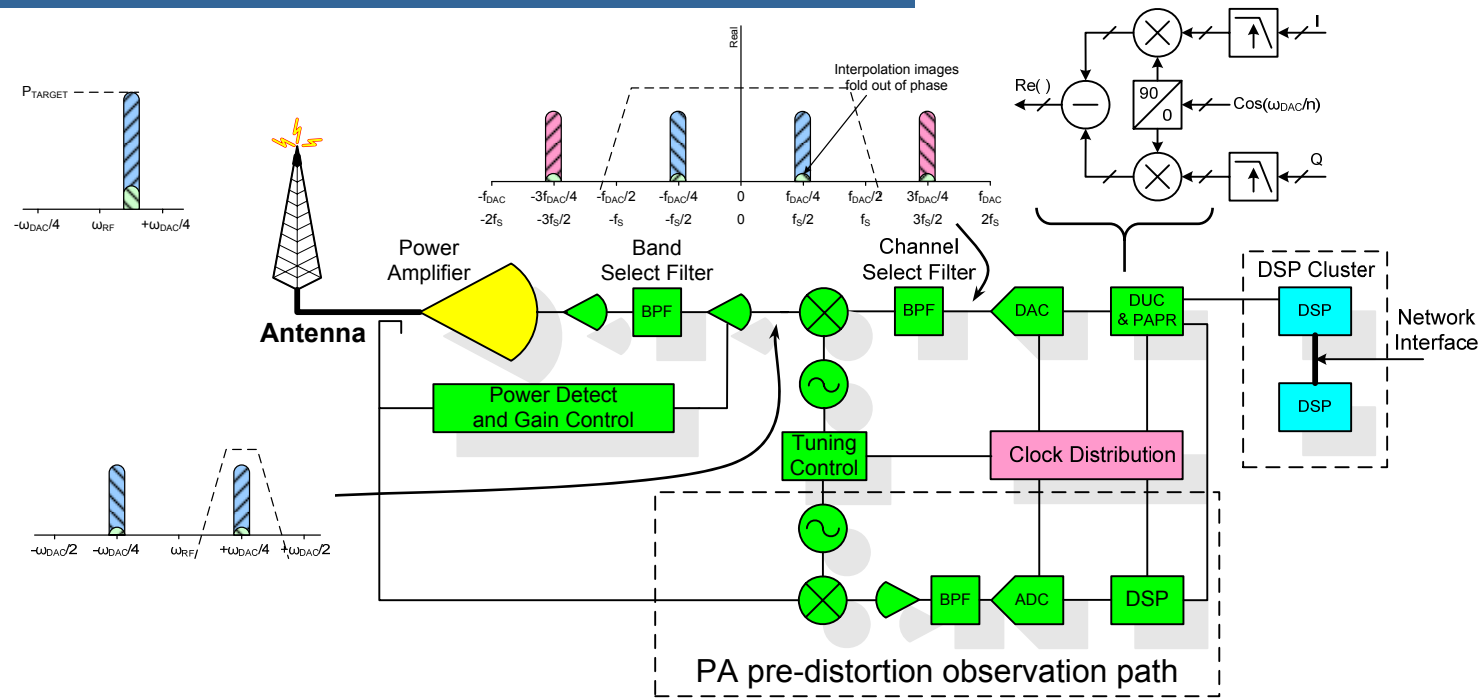
- **Επιπεδο Θορυβου**
  - **Ειναι το κατω οριο της δυναμικης περιοχης του φασματικου αναλυτη, το οποιο καθοριζει την ευαισθησια του**
- **Maximum Input Level**
  - **Ειναι το ανωτατο οριο ισχυος που επιτρεπεται να τροφοδοτηθει στο φασματικο αναλυτη χωρις να προκληθει ζημια στο οργανο, και συνηθως ειναι της ταξης των +30 dBm**
- **Span – Start/Stop**
  - **Ο καθορισμος της φασματικης περιοχης παρατηρησης. Το ευρος της φασματικης περιοχης παρατηρησης συνδεεται τοσο με τον απαιτουμενο χρονο σαρωσης, οσο και αμεσα με το κατωφλι θορυβου της μετρησης**
- **Reference Level**
  - **Αναφερεται στην μεγιστη δυνατη τμη ισχυος που μπορει να απεικονισθει στην οθονη του φασματικου αναλυτη**

Φασματικος Αναλυτης

- Resolution Bandwidth
  - Αναφερομαστε στο ευρος ζωνης του IF φιλτρου του φασματικου αναλυτη
- Video Bandwidth
  - Το φιλτρο του Video του φασματικου αναλυτη ειναι ενα χαμηλοπερατο φιλτρο, απο το οποιο περνα το σημα μετα την ανιχνευση ισχυος και πριν απο την απεικονιση του στην οθονη του φασματικου αναλυτη
- Attenuation
  - Ειναι η ρυθμιση της τιμης εξασθενησης εισοδου του φασματικου αναλυτη
- Λειτουργια max hold
  - Κραταει στην μνημη την μεγιστη τιμη ανα συχνοτητα απο τις διαδοχικες σαρωσεις του παραθυρου παρατηρησης και την απεικονιζει στην οθονη
- Λειτουργια Average
  - Αποσκοπει στην βελτιωση του λογου σηματος προς θορυβο με χρηση στατιστικης μεσων ορων. Κατα την λειτουργια αυτη απεικονιζονται οι μεσοι οροι απο N σαρωσεις

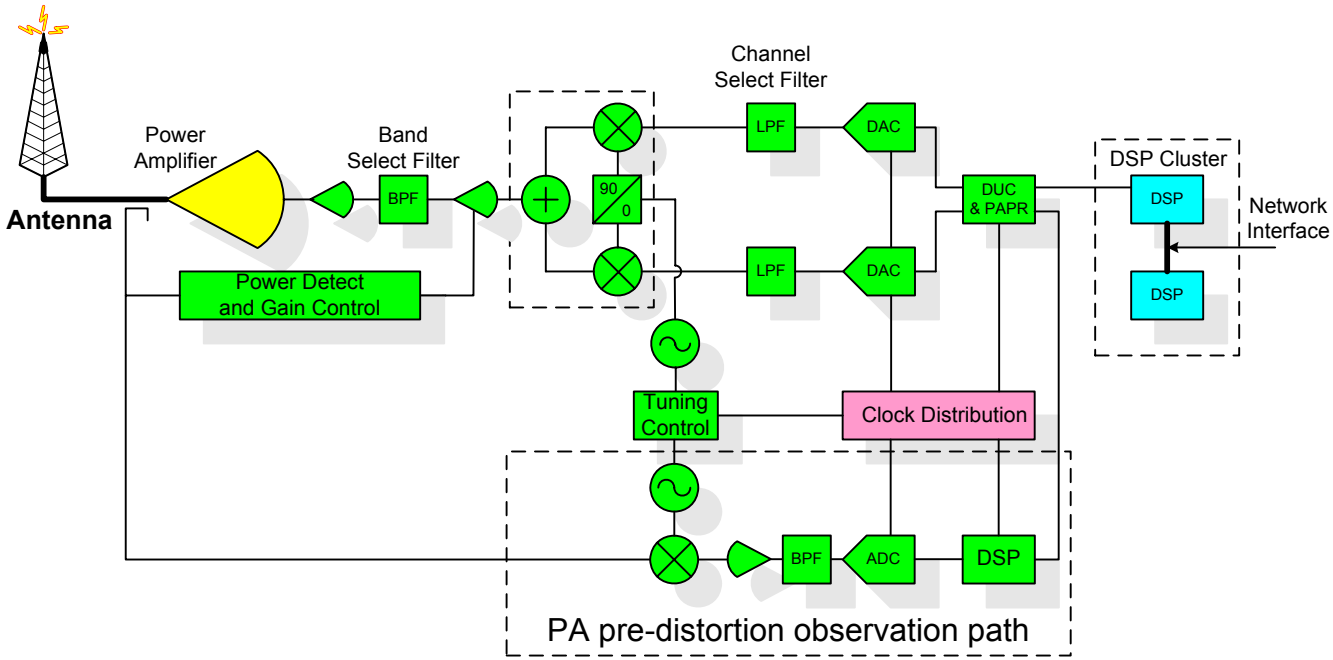
Παράρτημα

Transmit Architectures
Single IF Superheterodyne, High IF Sampling



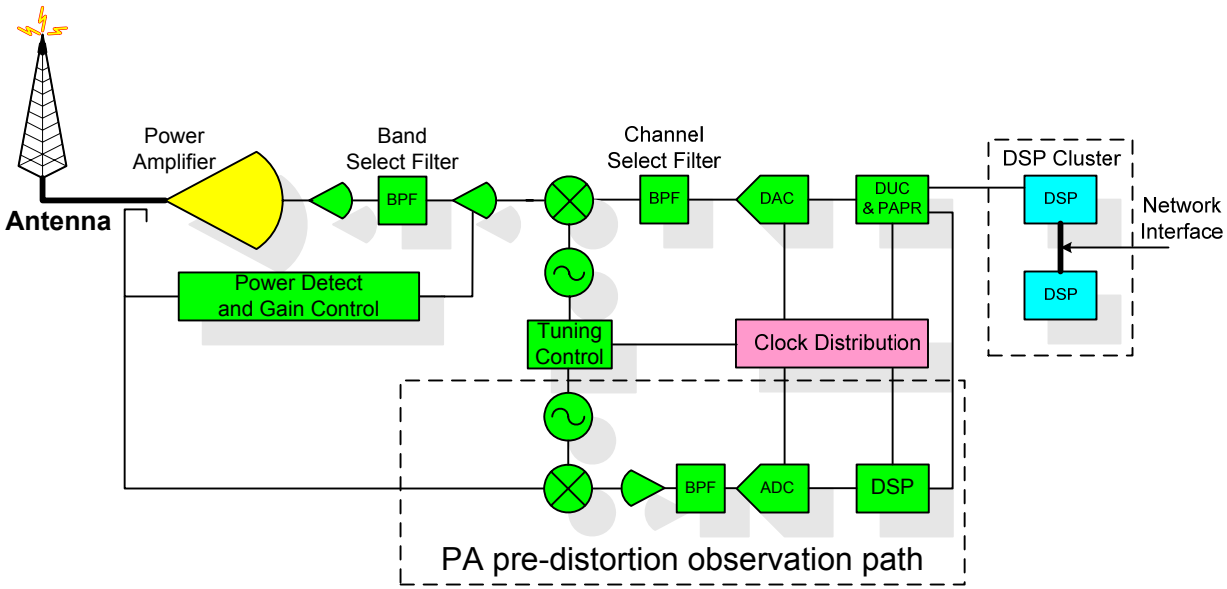
- Real mixing produces high energy images close to the signal
- Complex mixing can reject a sideband
  - Watch negative frequency aliasing when taking real output
- DAC sinc function degrades EVM at high ω_{IF}/ω_{DAC}
  - Digital compensation typically limited to first nyquist zone
  - Usually implemented in baseband processing or digital pre-distortion loop

Transmit Architectures
Direct (Zero-IF) Conversion



- Two DACs with low noise and good baseband performance
- If digital pre-distortion used, each DAC needs half the bandwidth
  - 18.75MHz for 6 CDMA2000 carriers, 50MHz for 4 WCDMA carriers
- Quadrature modulator noise / IP3 usually limit system performance
  - Need to correct for modulator non-idealities
- Recommended DACs: AD9777, AD9779
  - AD9777 and AD9779 have analog gain and offset control

Transmit Architectures
Single IF Superheterodyne, High IF Sampling



- Cuts out one mixer stage
  - Puts the mixer stage requirements on the DAC
  - First IF mix done in digital domain
- DAC needs low noise and good IF performance
- If digital pre-distortion being used need wide bandwidth
  - 37.5MHz for 6 CDMA2000 carriers, 100MHz for 4 WCDMA carriers
- IF ranges from 100-300MHz
- Recommended DACs: AD9786, AD9736