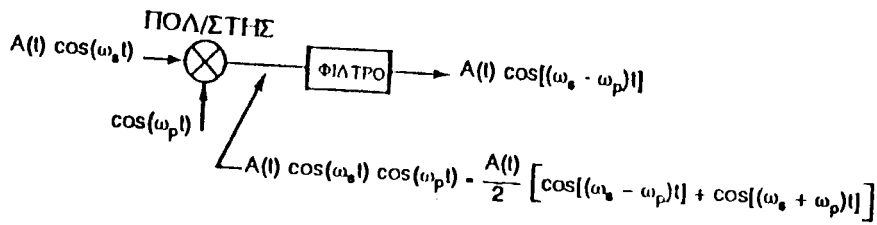


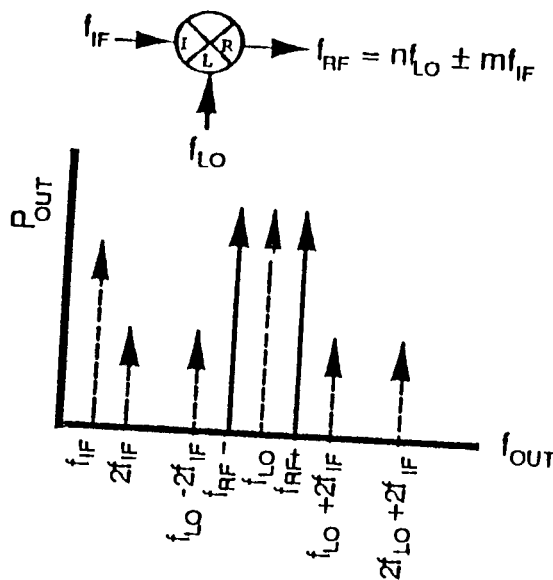
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

	Σελίδα
Σχεδιασμός Μικροκυματικών Μικτών	
• Λειτουργία του Μίκτη	7-1
• Στοιχεία Υλοποίησης Μικτών	7-2
• Τοπολογίες Μικτών	7-6
• Μικροκυματικοί Συζεύκτες	7-8

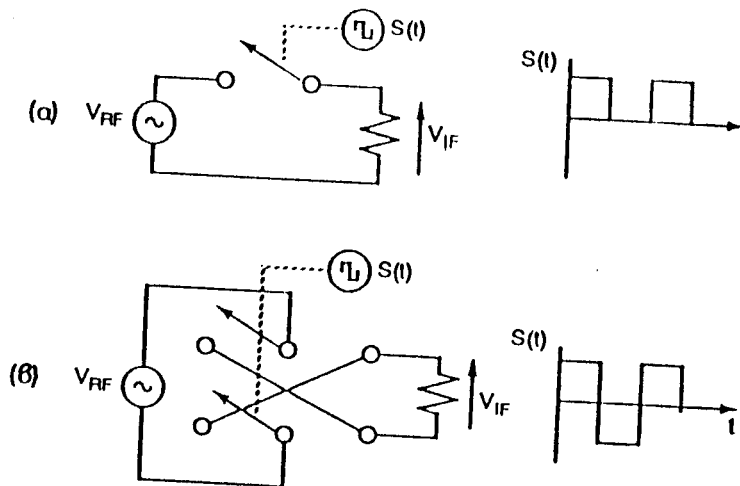
• Τι είναι ο μίκτης, πως λειτουργεί;



Σχ. 4-3 Ένας μίκτης είναι κατά βάση ένας πολλαπλασιαστής, [25, σελ.4]



Σχ. 4-4 Η έξοδος ενός τυπικού μίκτη περιέχει πολλές συχνότητες. Στο σχήμα οι συχνότητες του ιδανικού μίκτη είναι αυτές με τη συνεχή γραμμή ενώ με τη διακεκομμένη είναι οι ψευδοτυχαίες αποκρίσεις (spurious responses).



Σχ. 4-5 Αναπαράσταση του μίκτη ως διακόπτη (α) απλού τύπου, (β) πολικότητας,

• **Στοιχεία που υλοποιούν τους μίκτες**

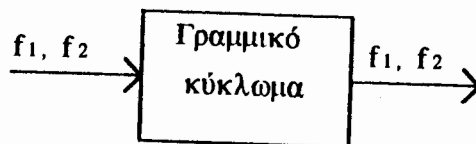
Δίοδοι Schottky
(παθητικά στοιχεία)

- 1) Ισχυρά μη-γραμμικά
- 2) Εισάγουν απώλεια
- 3) Δεν προτιμώνται για MMIC
- 4) Χρησιμοποιούνται σε πολύ υψηλές συχνότητες
- 5) Πολύ καλά δεμελιωμένο θεωρητικό υπόβαθρο

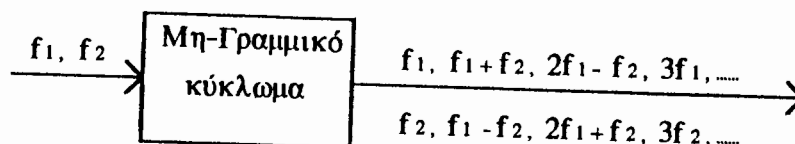
Τρανζίστορ FET
(ενεργά στοιχεία)

- 1) Ασθενώς μη-γραμμικά
- 2) Παρέχουν κέρδος
- 3) Προτιμώνται σαφώς για MMIC
- 4) Χρησιμοποιούνται μέχρι το πολύ $f=50$ Ghz
- 5) Όχι τόσο καλά δεμελιωμένο θεωρητικό υπόβαθρο

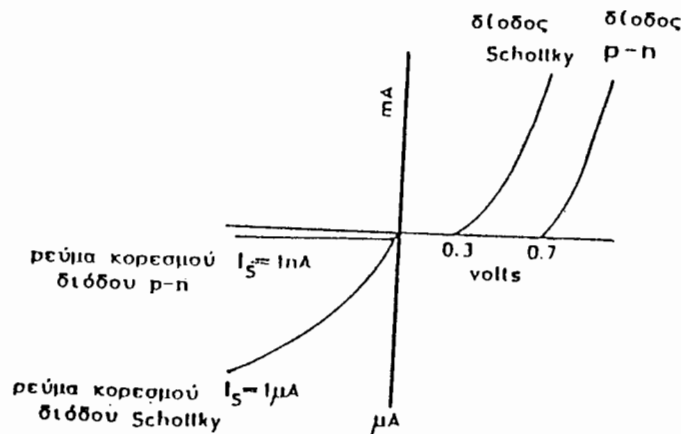
• **Μη-γραμμικότητα, δίοδος Schottky, FET**



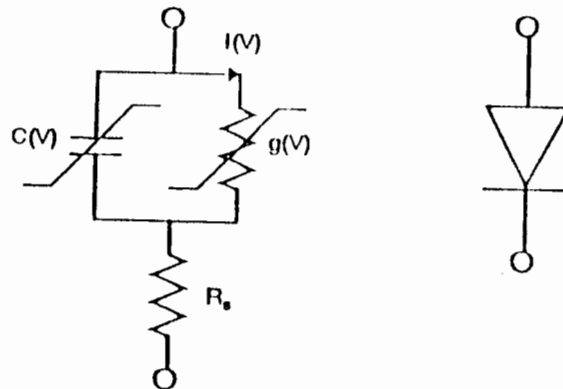
Σχ. 5-1 Συμπεριφορά γραμμικού κυκλώματος ως προς τις συχνότητες.



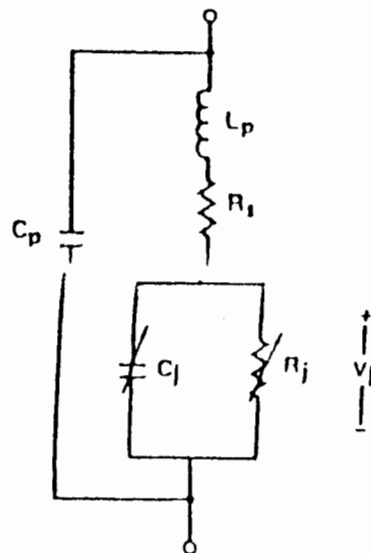
Σχ. 5-2 Συμπεριφορά μη-γραμμικού κυκλώματος ως προς τις συχνότητες.



Σχ. 5-6 Σύγκριση της χαρακτηριστικής I/V μιας διόδου επαφής p-n και μιας διόδου Schottky, [27, σελ.40]



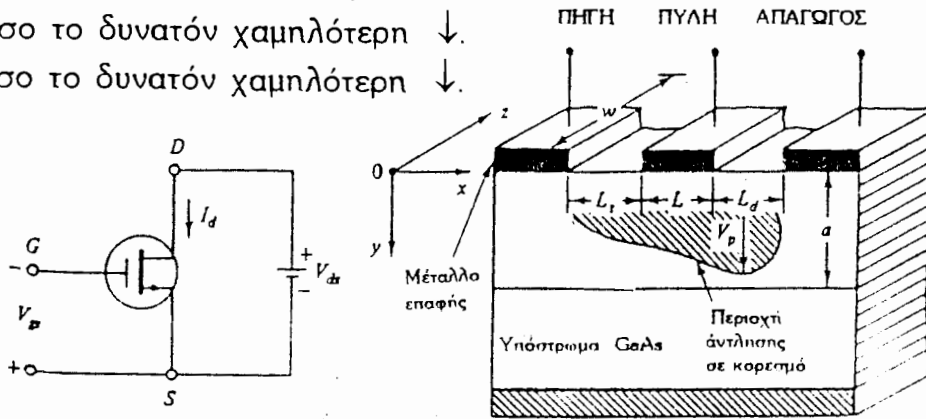
Σχ. 5-8 Ισοδύναμο κύκλωμα μιας chip διόδου όπου δε συμπεριλαμβάνονται τα παρασιτικά στοιχεία του περιβλήματος της διόδου, [28, σελ.24]



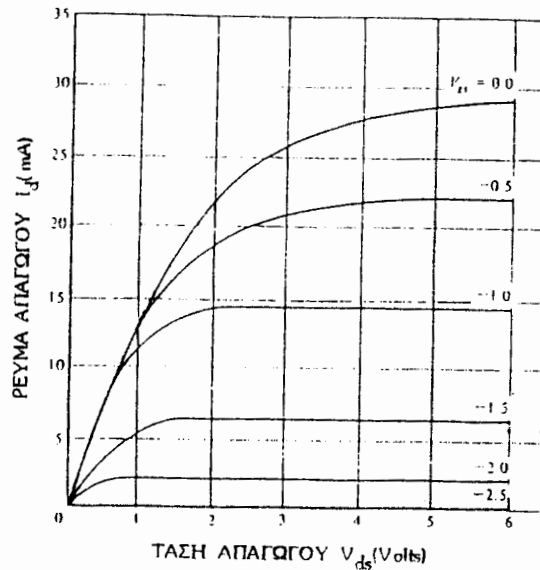
Σχ. 5-10 Ισοδύναμο κύκλωμα διόδου με περίβλημα, [18, σελ.575]

Επιθυμητά χαρακτηριστικά διόδου Schottky

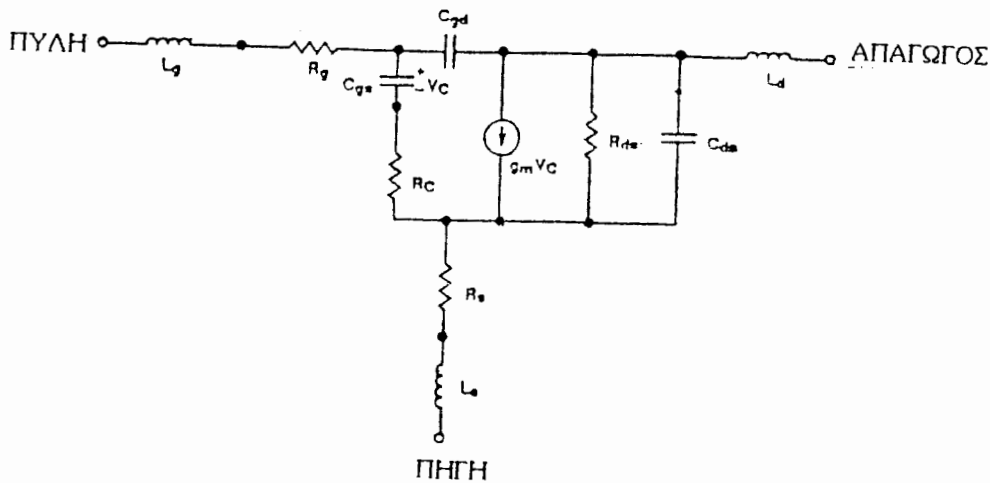
- $\eta \rightarrow$ δείκτης ιδανικότητας κοντά στο 1
- τάση κατωφλίου \rightarrow όσο το δυνατόν χαμηλότερη \downarrow .
- $I_{sat} \rightarrow$ όσο το δυνατόν υψηλότερο \uparrow .
- $C_j \rightarrow$ όσο το δυνατόν χαμηλότερη \downarrow .
- $R_s \rightarrow$ όσο το δυνατόν χαμηλότερη \downarrow .



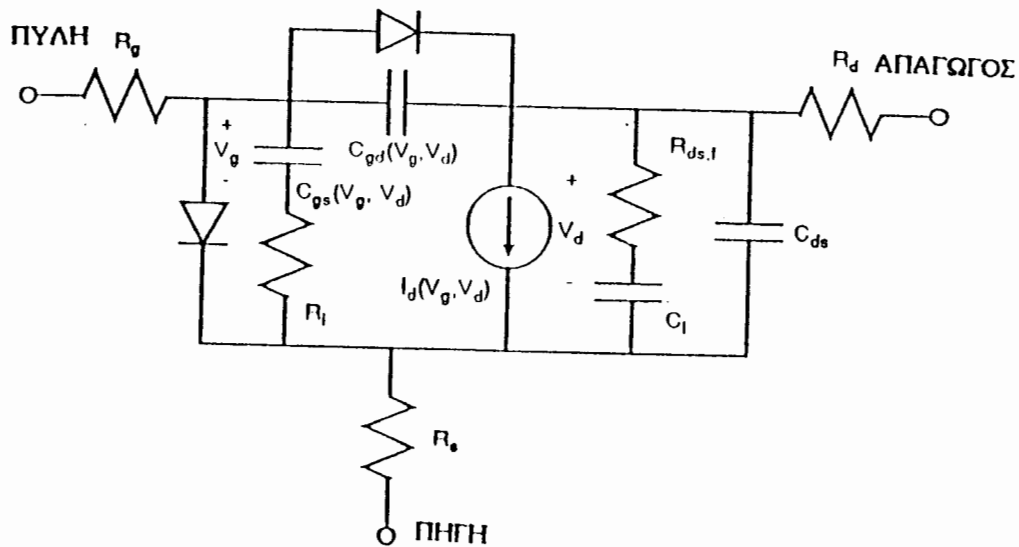
Σχ. 5-17 Εγκάρσια τομή και σύμβολο του MESFET, [33, σελ.19]



Σχ. 5-21 I/V χαρακτηριστικές ενός τυπικού GaAs FET, [33, σελ. 20]



Σχ. 5-24 Γραμμικό ισοδύναμο MESFET, [33, σελ. 22]

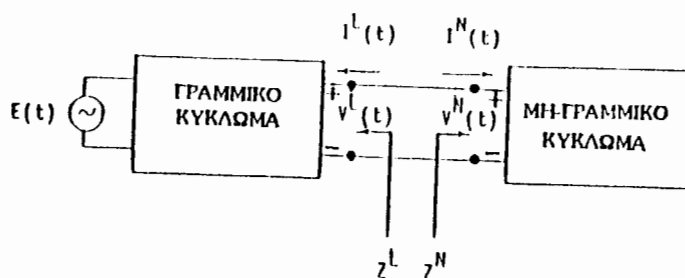


Σχ. 5-23 Μη-γραμμικό ισοδύναμο κύκλωμα ενός MESFET, [32, σελ. 73]

• Χαρακτηριστικά μικτών

- 1) Συχνότητες λειτουργίας (RF, IF, LO)
- 2) Απώλεια ή κέρδος μετατροπής ($L = 10 \log \frac{P_{IF}}{P_{RF}}$)
- 3) Σημείο τομής 3ης τάξης (IP3)
- 4) Δείκτης θορύβου ($NF = (S/N)_{IN} / (S/N)_{OUT}$)

• Ανάλυση μικτών διόδων

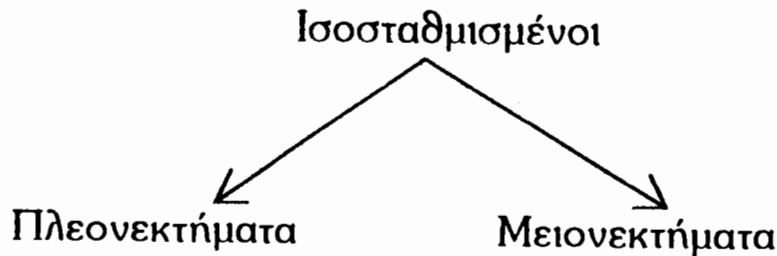


Σχ. 6-1 Αναπαράσταση του μίκτη ως συνδυασμός ενός γραμμικού και ενός μη-γραμμικού υποκυκλώματος, [40, σελ. 84]

- 1) Μη-γραμμική ανάλυση $\rightarrow V_j(t), C_j(t), g_j(t)$
- 2) Ανάλυση ασθενούς σήματος $\rightarrow L_c, Z_{in}, Z_{out}$
- 3) Ανάλυση θορύβου

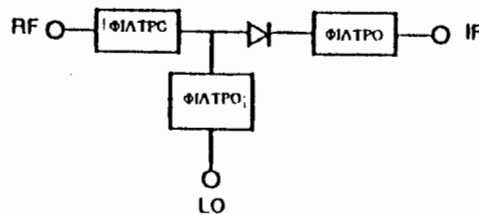
• Τοπολογίες μικτών

- α) Ενός στοιχείου
- β) Ισοσταθμισμένοι (2, 4 ή 8 στοιχείων)



- | | |
|--|--|
| 1) Καταστολή συγκεκριμένων ψευδοτυχαίων αποκρίσεων | 1) Απαίτηση για μεγαλύτερα ποσά LO ισχύος |
| 2) Καταστολή LO/AM θορύβου | 2) Πολυπλοκότητα του κυκλώματος (συζεύκτες, baluns) |
| 3) Διαχείριση μεγαλύτερων ποσών ισχύος | 3) Δεν είναι εφικτή η εφαρμογή τάσης πόλωσης για μικτές διόδων |
| 4) Φυσική απομόνωση των θυρών RF, LO. | |

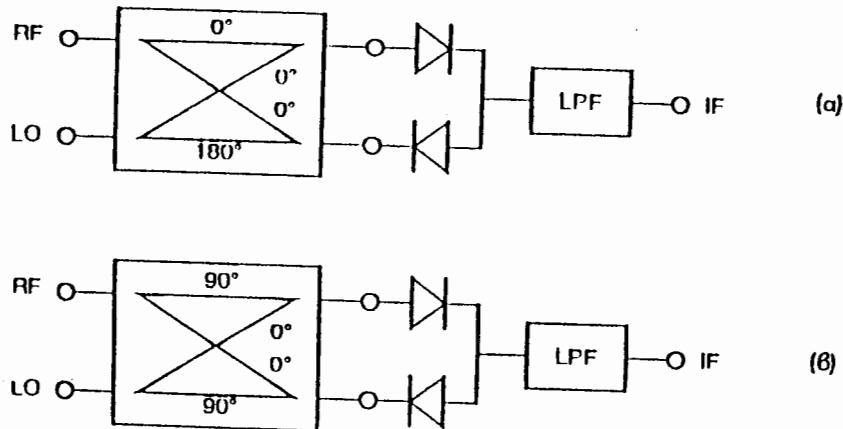
• Σχεδιασμός μίκτη μιας διόδου



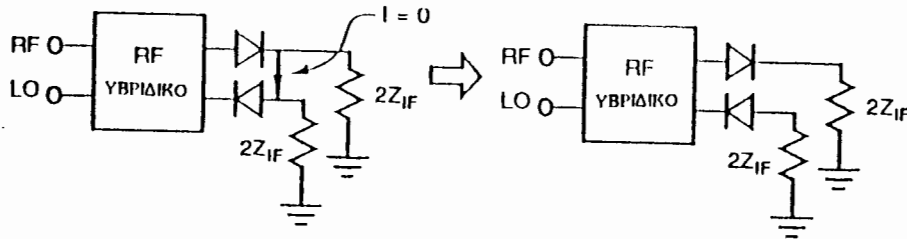
Σχ. 4-6 Μίκτης μιας διόδου

- α) Επιλογή διόδου (παράμετροι, απόδοση, κόστος, IM)
- β) Εύρεση ισοδύναμου ηλεκτρικού μοντέλου (από S-παρ.)
- γ) Εύρεση σύνθετων αντιστάσεων για RF, IF, LO και προσαρμογές
- δ) Εισαγωγή πόλωσης και μελέτη της συμπεριφοράς
- ε) Εξαγωγή τυπωμένου κυκλώματος

• Ισοσταθμισμένοι μίκτες διόδων

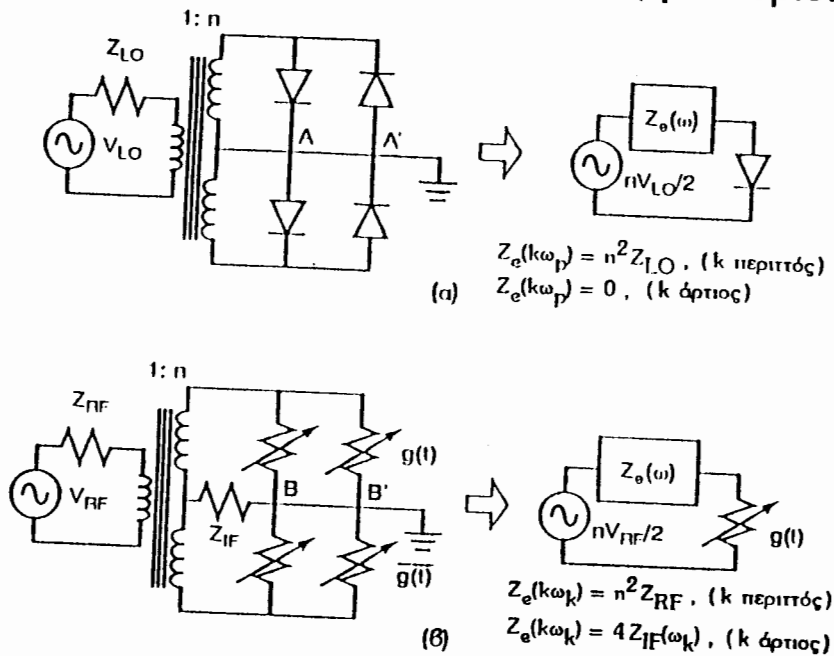


Σχ. 8-12 Απλά ισοσταθμισμένοι μίκτες με υβριδικό (α) 180° και (β) 90°, [47, σελ. 260]

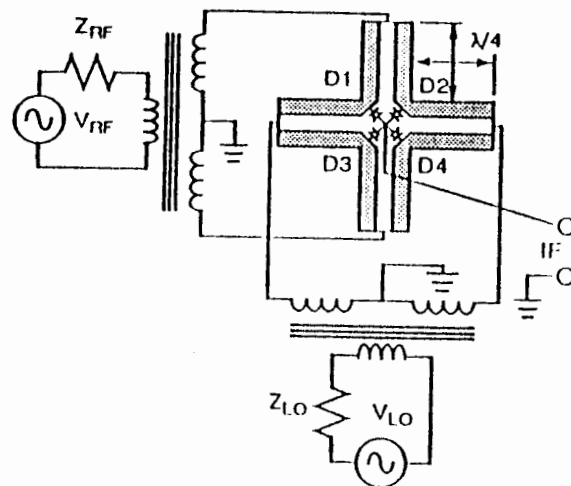


Σχ. 8-16 Ισοδύναμο κύκλωμα μιας διόδου για απλά ισοσταθμισμένα μίκτη,

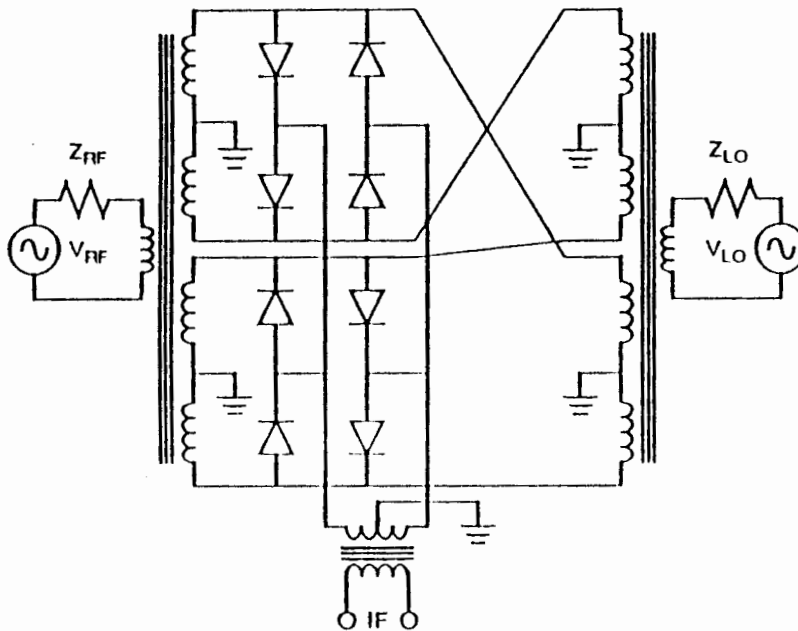
Θύρα "Σ": απορρίπτονται οι άρτιες αρμονικές του σήματος που εφαρμόζεται στη θύρα αυτή (για υβριδικό 180°)



Σχ. 8-20 Ισοδύναμα κυκλώματα ενός στοιχείου: (α) LO ισοδύναμο κύκλωμα, (α) RF/IF ισοδύναμο κύκλωμα, [51, σελ. 272]



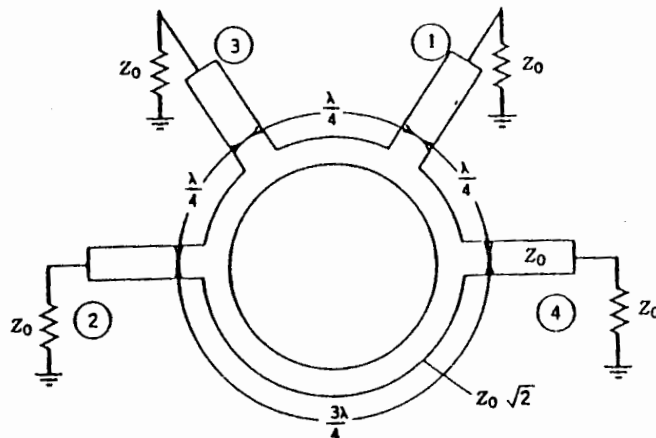
Σχ. 8-21 Μίκτης τύπου αστέρα, [51, σελ. 274]



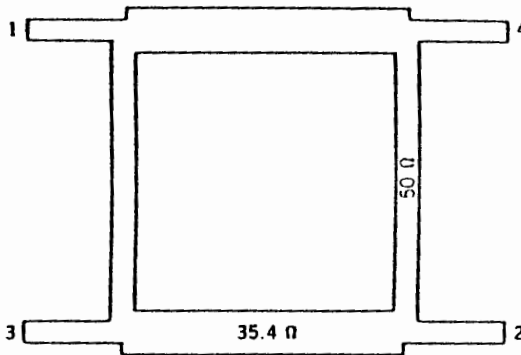
Σχ. 8-22 Διπλά-διπλά ισοσταθμισμένος μίκτης, [51, σελ. 276]

• Χαρακτηριστικά των μικροκυματικών συζευκτών

- 1) Ισορροπία φάσης
- 2) Ισορροπία πλάτους
- 3) Απομόνωση
- 4) VSWR

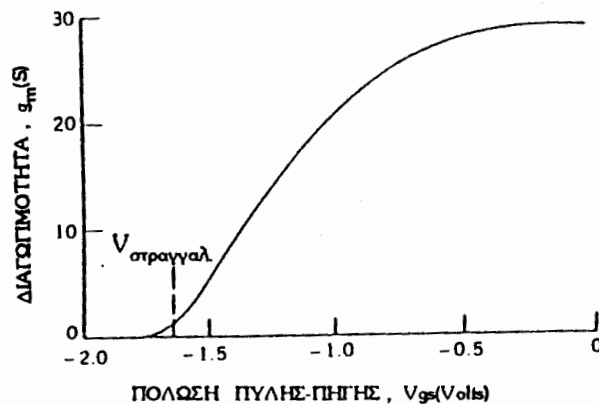


Σχ. 8-5 Μικροταινιακός συζεύκτης δακτυλίου ή "ratrace", [45, σελ. 543]

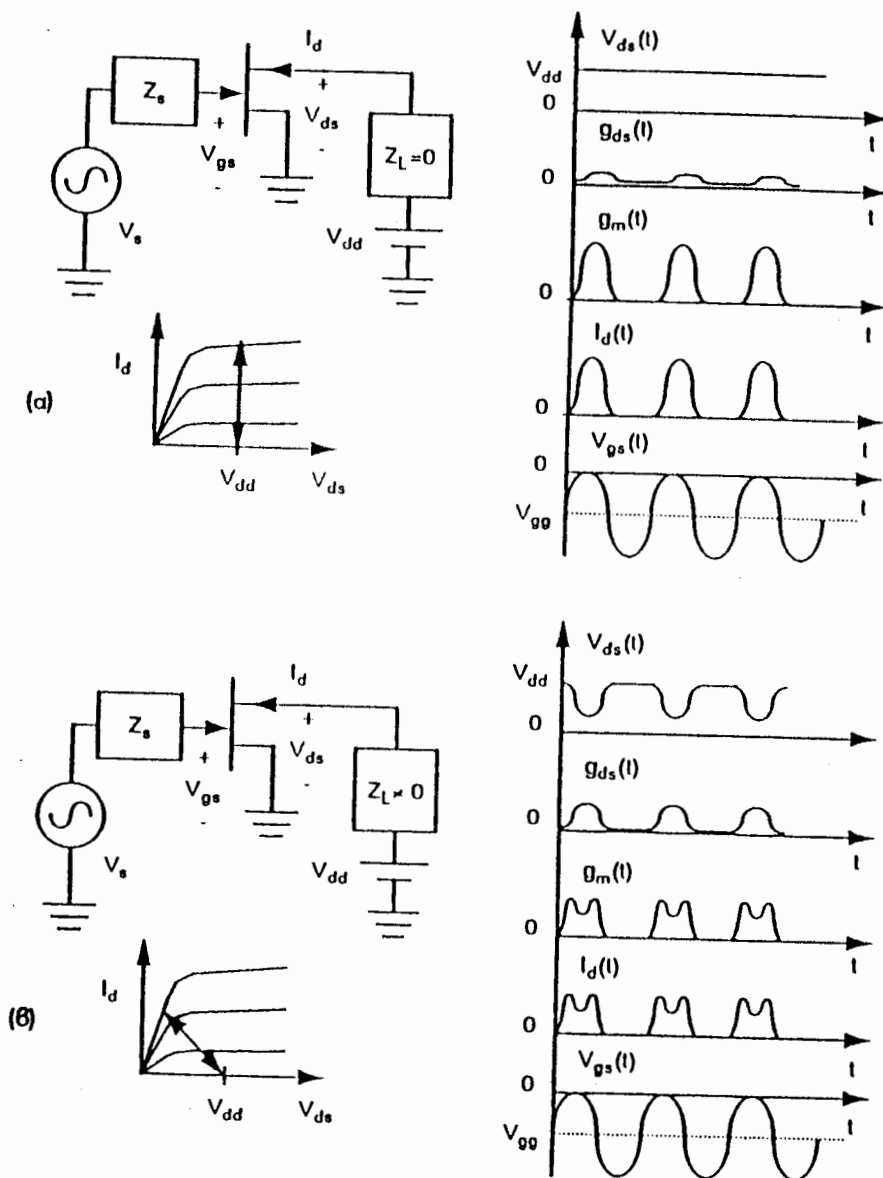


Σχ. 8-4 Υβριδικός συζεύκτης τύπου διακλάδωσης-γραμμής (branch-line) για σύστημα 50 Ohm, [45, σελ. 541]

• Μίκτες FET



Σχ. 9-1 Μεταβολή της διαγωγιμότητας συναρτήσει της τάσης πύλης, [45, σελ.581]



Σχ. 9-2 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων όταν (α) ο απαγωγός είναι βραχυκυκλωμένος για τις LO αρμονικές και (β) όταν δεν είναι βραχυκυκλωμένος γι'αυτές, [56, σελ. 317]

Κατά το σχεδιασμό θα πρέπει να ισχύει:

- α) Βραχυκύκλωση του απαγωγού (D) για τις LO αρμονικές και τις ανεπιθύμητες συχνότητες μίξης
- β) Βραχυκύκλωση της πύλης (G) για τις ανεπιθύμητες συχνότητες μίξης (και της IF)

- Δίνεται ηλεκτρ. ισοδύν.

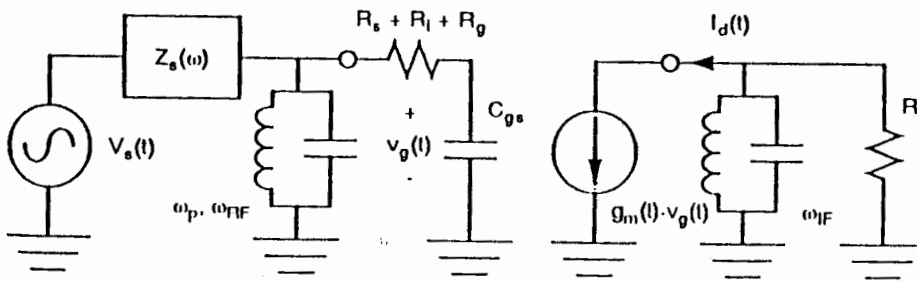
$$Z_{in}(\omega) = R_s + R_i + R_g + \frac{1}{j\omega C_{gs0}}$$

- Δίνονται οι S-παρ.

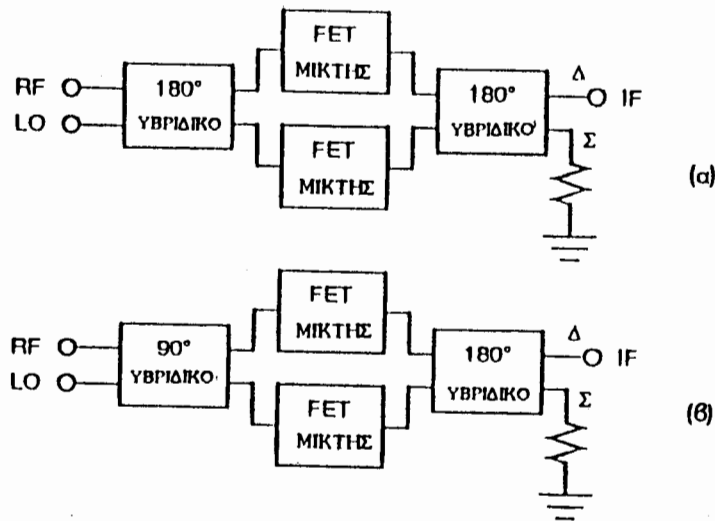
$$\Gamma_{in} = S_{11} - \frac{S_{12}S_{21}}{1 + S_{22}}$$

$$Z_{in}(\omega) = Z_0 \left(\frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \right)$$

$$Z_s(\omega_{RF}) = Z_{in}^*(\omega_{RF}) = R_s + R_i + R_g + j/\omega C_{gs}$$

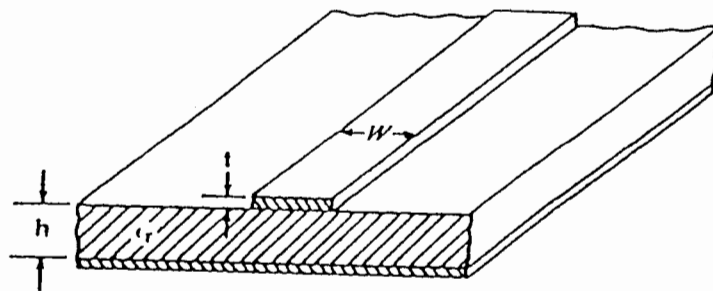


Σχ. 9-3 Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα ενός μίκτη FET για ασθενές σήμα, [56, σελ. 319]



Σχ. 9-9 Απλά ισοσταθμισμένοι μίκτες FET (α) με υβριδικό 180° και (β) με υβριδικό 90°
 [56, σελ. 334]

• Μικροταινιακές γραμμές



$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

ΜΙΚΤΕΣ

Διαδικασία Μίξης: $f_o = m f_s + n f_p$ όπου $m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$
 ή Προϊόντα μίξης. Ιδιαίτερα ενδιαφέρον τα προϊόντα:

- Αρμονικές Τοπικοί Τελαντάρι = $n f_{LO} = n f_p$ όπου $n = 1, 2, 3, \dots$
- Συχνότητα Ειδώλου: $f_{im} = 2 f_p - f_s$ • Πλεγματικές ζώνες αρμονικών $f_{sb} = n f_p \pm f_s$

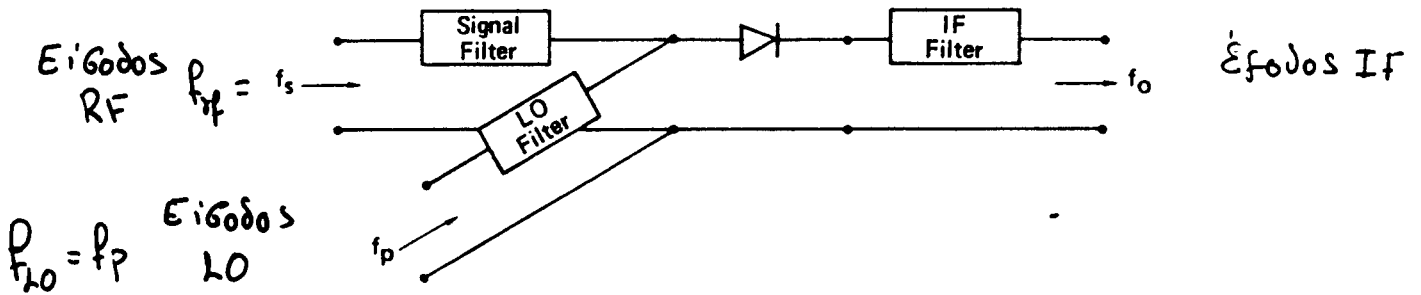


Figure 11.21 Basic mixer block diagram.

• Επιδιόρθωση IF - Έξοδος:

- για την υπο-βιβασμένη συχν. $f_o = f_s - f_p$ ή $f_o = f_p - f_s$
- Για τον ανα-βιβασμένο άκρο τένων: $f_{out} = f_{sum} = f_p + f_s$

ΠΡΟΣΟΧΗ! Για την βελτίωση της απόδοσης του μίκτη (μείωση απωστών μετατροπής) η IF-έξοδος πρέπει να ωμαπεριχέρεται σαν "άερος" τερματισμός (κατά την φανταστική αντίσταση). *

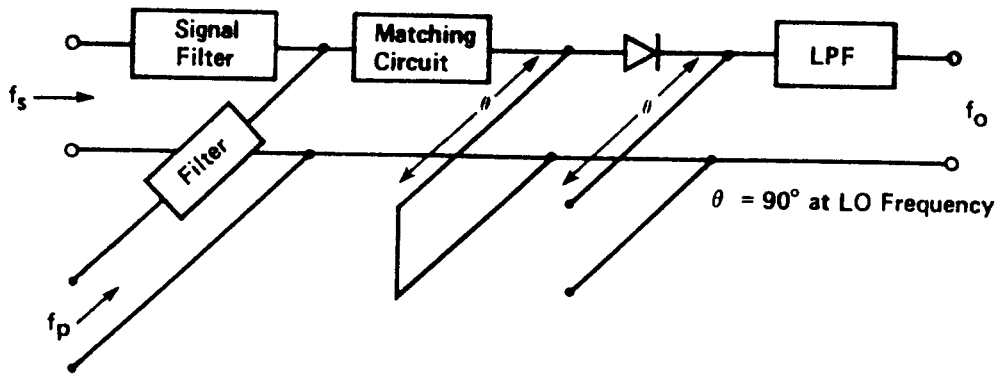


Figure 11.28 Mixer design with matching circuit.

- * Τα σήματα που βρίσκουν φανταστική αντίσταση δέν καταναλώνουν ενέργεια
- * "Άερος" τερματισμός πρέπει να επιτυγχάνεται ειδικά για τα ίδια προϊόντα: Ειδώλου f_{im} , αρμοσμάτα f_{sum} και πλερ. ζωνών f_{sb} .

Απώλεια Μετατροπής Μικτή. L_{conv}

$$L_{conv} (dB) = 10 \log \left(\frac{P_{IF, out}}{P_{RF, in}} \right) = P_{IF, out} (dBm) - P_{RF, in} (dBm)$$

(Τα σήματα RF-είσοδος και IF-εξόδος έχουν διαφορετικές συχνότητες)

Ιδανικός Μικτής (Bahl & Bhartia, σελ. 570)

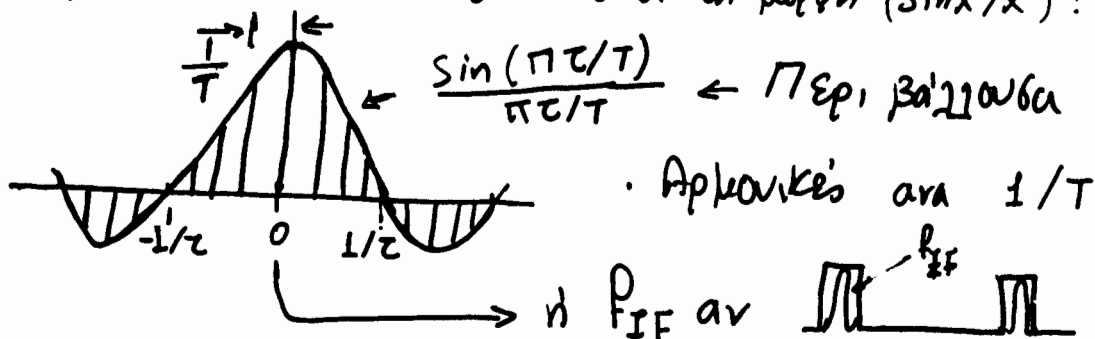
Είναι ένας "διακόπτης" χωρίς απώλειες που γίνεται στο Σχήμα 11.22 και λειτουργεί έτσι ώστε

$$I_0|_{IF} = I_S|_{RF} \quad \text{Όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός}$$

→ Οι απώλειες μετατροπής επηρεάζονται ιδιαίτερα από τον κύκλο λειτουργίας (τ) της παλμοδείξης που οδηγεί τον διακόπτη.

$$L_{conv} = \frac{\sin(\pi \tau / T)}{\pi \cdot \tau / T} = \begin{cases} 2/\pi = 3.92 \text{ dB} & \text{για } \tau / T = 0.5 \\ 1 = 0 \text{ dB} & \text{για } \tau / T = 0 \end{cases}$$

Το ρεύμα I_0 είναι μια σειρά - ακολουθία παλμών με διάρκεια τ και περίοδο T . Αν υποθέσουμε "απειρή" διάρκεια RF-σήματος τ_0 φα' στα συχνοτήτων του I_0 θα έχει τη μορφή $(\sin x / x)$:



* Όταν το $\tau / T \rightarrow 0$ δηλ η ισχύς αποδίδεται στην P_{IF} αρμονική (θεωρώντας εφεξής $R_L = 0$) θα έχουμε μηδενικές απώλειες μετατροπής.

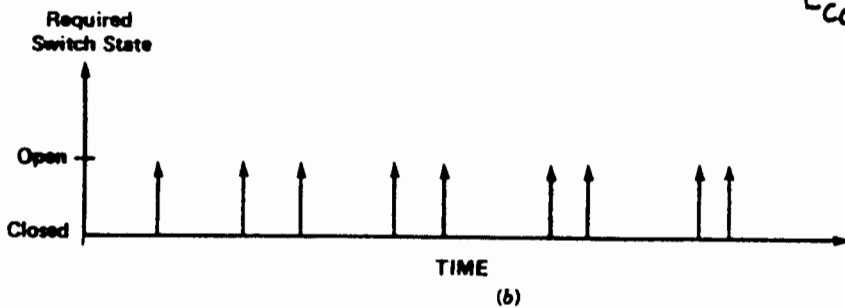
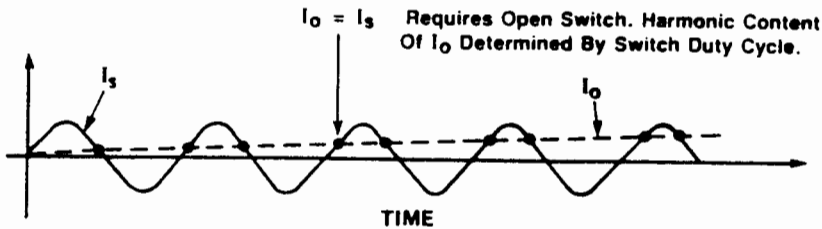
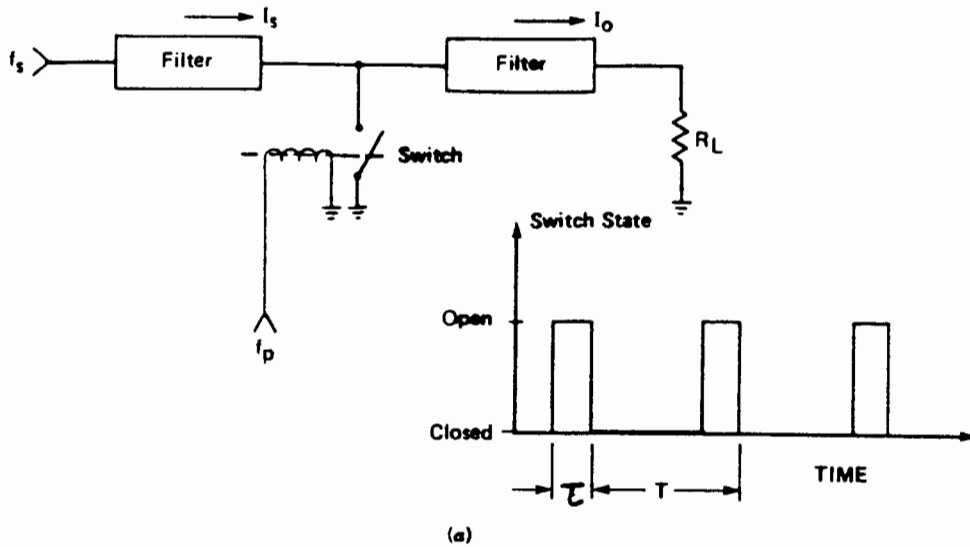
Αλλά! Ο τοπικός ταλαντώτης προσεγγίζεται - (πειρεί να δώσει) μια παλμοδείξη ελέγχου με $\tau / T = 0.5 \rightarrow 50\%$ κύκλο λειτουργίας.

→ Προκειμένου να "μηδενίσουμε" - ελαχιστοποιήσουμε τις απώλειες μετατροπής για $\tau / T = 50\%$ πρέπει να προσθέσουμε στοιχεία που να βραχυκυκλώνουν τις υψηλές συχνότητες ($m f_p$, $n f_p$, $f_p = f_{LO}$)

Όπως στο Σχήμα 11.23. RF-φίλτρο προσεγγισής

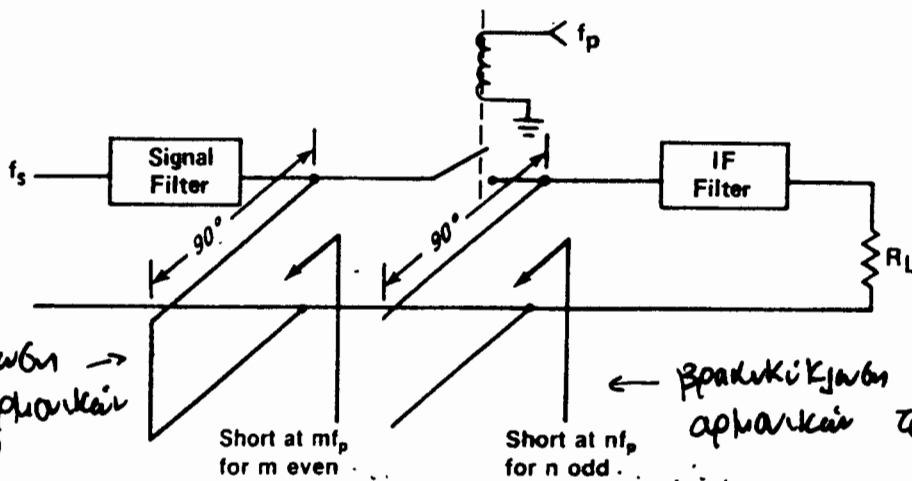
- Το φίλτρο σήματος να παραδίδει ανοικτό κύκλωμα στην φειδώ, $f > f_s$
- Το φίλτρο - IF πρέπει να βραχυκυκλώνει όλες τις συχνότητες εκτός της f_{IF}
- Το βραχυκυκλωμένο - stub βραχυκυκλώνει τις $m f_p$ όταν $m = \text{αρτίος}$

Τοπολογία Μικτή με 2n Χρήση Ιδανικών Διακόπων



$L_{conv} \rightarrow 0$ για $\tau/T \rightarrow 0$
 και $R_L = 0$

Figure 11.22 (a) Mixer implemented with an ideal switch. (b) Mixer performance as switch duty cycle approaches zero.



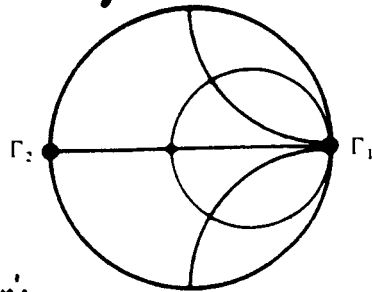
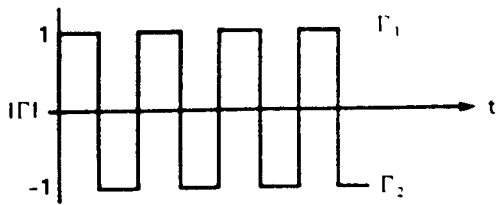
βραχυκυκλώσει
 Απένανθεν
 του L_O

βραχυκυκλώσει περίπλευ
 απένανθεν του L_O

Figure 11.23 Mixer design for 50% switch duty cycle.

- Τα stub έχουν μήκος $\lambda/4$ ενώ συχνότητα $f_p = f_{LC}$
 βραχυκυκλώσει - Stub: $Z_{in} = jZ_0 \tan(2\pi \cdot m \lambda/4)$
 Ανοικτοκυκλώσει Stub: $Z_{in} = -jZ_0 \cot(2\pi \cdot n \lambda/4)$

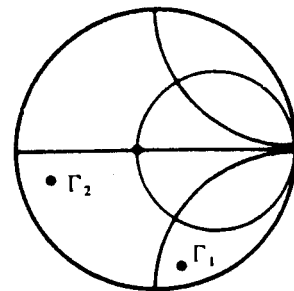
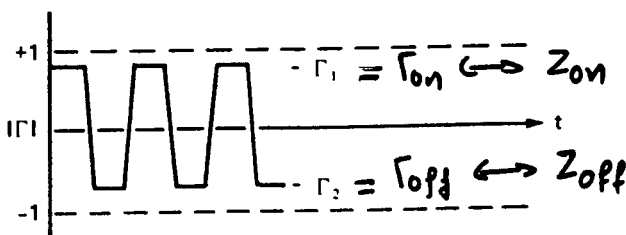
Ιδανικός Διακόπτης : μετατρέπει στιγμιαία μεταξύ ανοικτού κυκλώματος $\Gamma = +1$ και βραχυκυκλώματος $\Gamma = -1$



και δίνει μηδενικές απώλειες μετατροπής
(a)

- Αρκεί να μεταπιάσει μεταξύ δύο καταστάσεων $|\Gamma| = 1$ που είναι διαφορά φάσης 180° .

ΔΙΟΔΟΣ

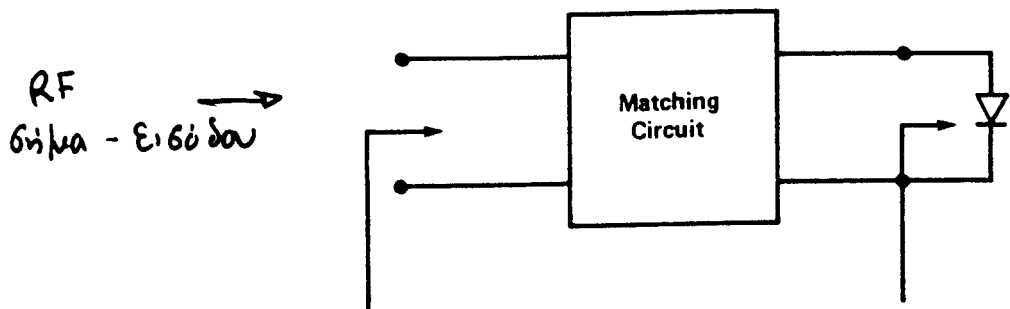


- Η διόδος μεταπιάζει επίσης μεταξύ δύο καταστάσεων Γ_1, Γ_2
(b)

Figure 11.24 Comparison of an ideal switch and a diode for mixer applications. (a) Reflection coefficient of an ideal switch. (b) Diode reflection coefficient when driven by LO voltage.

Οι οποίες όμως έχουν $|\Gamma_1|, |\Gamma_2| \neq 1$ και διαφορά φάσης $< 180^\circ$

⇒ Απαιτείται ένα κύκλωμα - προσαρμογής που να δίνει :



(1) $|\Gamma_1| \approx |\Gamma_2| = |\Gamma|$

(2) μέγιστο δυνατό $|\Gamma| \approx 1$

(3) διαφορά φάσης $\approx 180^\circ$

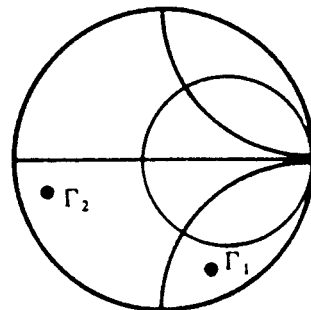
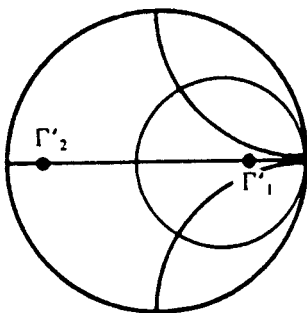


Figure 11.25 Mixer matching circuit.

→ Η προσαρμογή αυτή εξανιστοποιεί τις απώλειες μετατροπής
Οι απώλειες λόγω $|\Gamma| < 1$ είναι $L_{\text{προσαρμογής}} = 1 - |\Gamma|^2$

Διαδικασία Σχεδιασμού Μικτών απλής Δίοδου. -1

1. Προσδιορισμός της συνολικής αντίστασης της δίοδου (συνάρτηση των Schottky) σε κατάσταση αγωγής - Ζον και αποκοπής Ζoff από:

α) Μετρήσεις, β) φύλλα δεδομένων - κατασκευαστή και υπολογισμούς και γ) προεξηγητικούς υπολογισμούς.

→ Ο καλύτερος τρόπος βασιζεται στο προσδιορισμό Ισοδύναμου Κυκλώματος από τα δεδομένα - μετρήσεις μεγάλου εύρους που δίνονται στα φύλλα δεδομένων του κατασκευαστή.

→ Οι συνολικές αντιστάσεις προσδιορίζονται στη συχνότητα τοπικού ταλανώτη: $Z_{on}(f_{LO})$, $Z_{off}(f_{LO})$.

2. Δυναμικός Συντελεστής Ποιότητας Q_d .

$$\left. \begin{aligned} \theta \acute{\epsilon} \tau \alpha \nu \tau \acute{\alpha} \varsigma : Z_{on} &= R_{on} + jX_{on} \\ Z_{off} &= R_{off} + jX_{off} \end{aligned} \right\} \Rightarrow Q_d = \frac{\sqrt{(R_{on} - R_{off})^2 + (X_{on} - X_{off})^2}}{\sqrt{R_{on} \cdot R_{off}}}$$

Ο Q_d αποτελεί ένα μέτρο σύγκρισης μικτών ή προσδιορισμού της καταλληλότερης δίοδου, από:

Απώλειες μετατροπής $\propto 1/Q_d$

Δηλαδή, Προτιμάται η δίοδος με τον υψηλότερο Q_d .

3. Προσδιορισμός της "υπερβαρικής" μέγιστης τιμής της συνολικής αντίστασης της δίοδου, στην οποία και θα γίνει η προσαρμογή.

α) Η πρώτη μέθοδος βασιζεται στον αριθμό ενός "υπερβαρικού" κύκλου που διέρχεται από τις Z_{on} , Z_{off} . Ο κύκλος περιστρέφεται μέχρι να συμπίπτει με ένα κύκλο σταθερής φανταστικής αντίστασης ($X' = 0$). Ορίζεται η υπερβαρική μέγιστη τιμή $Z'_m = R'_m$ η οποία περιστρέφεται πίσω στον αρχικό κύκλο και προσδιορίζεται η Z_m (Βηαρία, σελ. 574).

Η μέθοδος αυτή είναι πολύπλοκη οπότε προτιμάται η β).

β) Προεξηγητική μέθοδος υπολογισμού της υπερβαρικής μέγιστης τιμής:

$$Z_m(f_{LO}) = R_m + jX_m \left\{ \begin{aligned} R_m &= \sqrt{R_{on} R_{off} \left[1 + \frac{(X_{on} - X_{off})^2}{(R_{on} + R_{off})^2} \right]} \\ X_m &= X_{on} + R_{on} \frac{(X_{off} - X_{on})}{(R_{on} + R_{off})} \end{aligned} \right.$$

4) Σχεδιασμός του κυκλώματος προσαρμογής για τον μεταβλητικό βέλος

Σχεδιασμός Μικτών απλής Δίοδου - 2

→ Η προσαρμογή της Z_m στα 50Ω δίνει αυτόματα μεγιστοποίηση των συντελεστών ανάκλασης $|\Gamma_{in}| \approx 1$ $|\Gamma_{off}| \approx 1$ με διαφορά φάσης 180° .

$$\text{Παράδειγμα: } \left. \begin{aligned} Z_{in} &= 5.0 - j2.5 \Omega \\ Z_{off} &= 15 - j45 \Omega \end{aligned} \right\} \begin{aligned} Z_m &\approx 20.3 - j13.1 \Omega \\ Q_d &\approx 5.05, \quad 1/Q_d = 0.2 \end{aligned}$$

• Σχεδιασμός Μικτών Ευρείας Ζώνης

1) Υπολογίζεται η "υπερβολική" μέση τιμή των συνδέων αντίστοιχων $Z_{in}(f_{ho})$ και $Z_{off}(f_{ho})$ για αρκετές τιμές της f_{ho} σ' όλο το επιθυμητό εύρος $f_{ho, min}$, $f_{ho, max}$ και προκύπτει ένας γεωμετρικός τόπος:

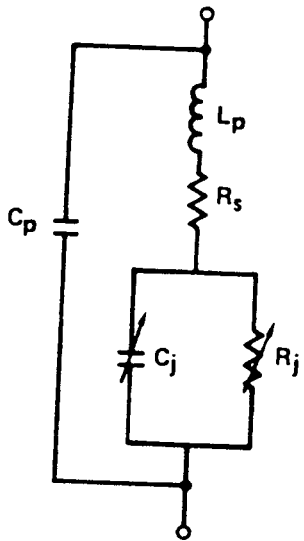
$Z_m(f_{ho}) \rightarrow$ προσαρμογή στα 50Ω

Δηλαδή, σχεδιάζεται ένα κυκλικό προσαρμογής Ευρείας Ζώνης - χρήση κυκλικών Stub, (radial stub).

• Σχεδιασμός : "Κυκλωμάτος Προσαρμογής" και "καθυλοπερατά φίλτρον - IF" για την επίτευξη της ελαχίστης απώλειας μετατροπής

↳ Προσαρμογή στη Δύνα - RF και στη Δύνα - IF
Αυτό γίνεται ολόγεια και πιο δύσκολο καθώς αυξάνει η f_{IF} , αφού τότε απομακρύνεται η f_{RF} και f_{ho} .

16ο δυνάμω κύκλωμα μικροκυματικής δίοδου (τύπου Schottky)



Ρεύμα
DC-πόλων
 $I_0 = 0 \rightarrow Z_{on}$

I. Forward Bias (On State) Πρόωθ πόλων - ON

Assume $I = .005 \text{ A}$

$$\text{Then } V_{j1} = .025248 n \ln\left(\frac{.005}{I_s}\right)$$

$n = \text{ideality factor}$

$$R_j = \frac{.025248 n}{.005} = 5.05 n$$

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - V_{j1}/\phi}}$$

where: $\phi = \begin{cases} 0.6 \text{ V Silicon} \\ 0.8 \text{ V GaAs} \end{cases}$

II. Reverse Bias (Off State) Αναίθετη πόλων - OFF

$I_0 = 0 \rightarrow Z_{off}$

$$R_j = \frac{.025248 n}{I_s}$$

$$I_s \approx 1 \mu\text{A} = 10^{-6} \text{ A}$$

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 + V_{j1}/\phi}}$$

Figure 11.26 Two impedance states of a diode.

→ Αντίσταση δίοδου με ρεύμα DC-πόλων $I_0 \neq 0 \rightarrow R_j = \frac{V_0}{I_0 + I_s}$
όπου $V_0 = 25 \text{ mV/n}$ (Pozar, σελ. 561)

→ Παράδειγμα εφαρμογής της εφάρτης "υπερβολικός" κύκλου για τον προσδιορισμό της "υπερβολικής" μέγιστης τιμής Z_m

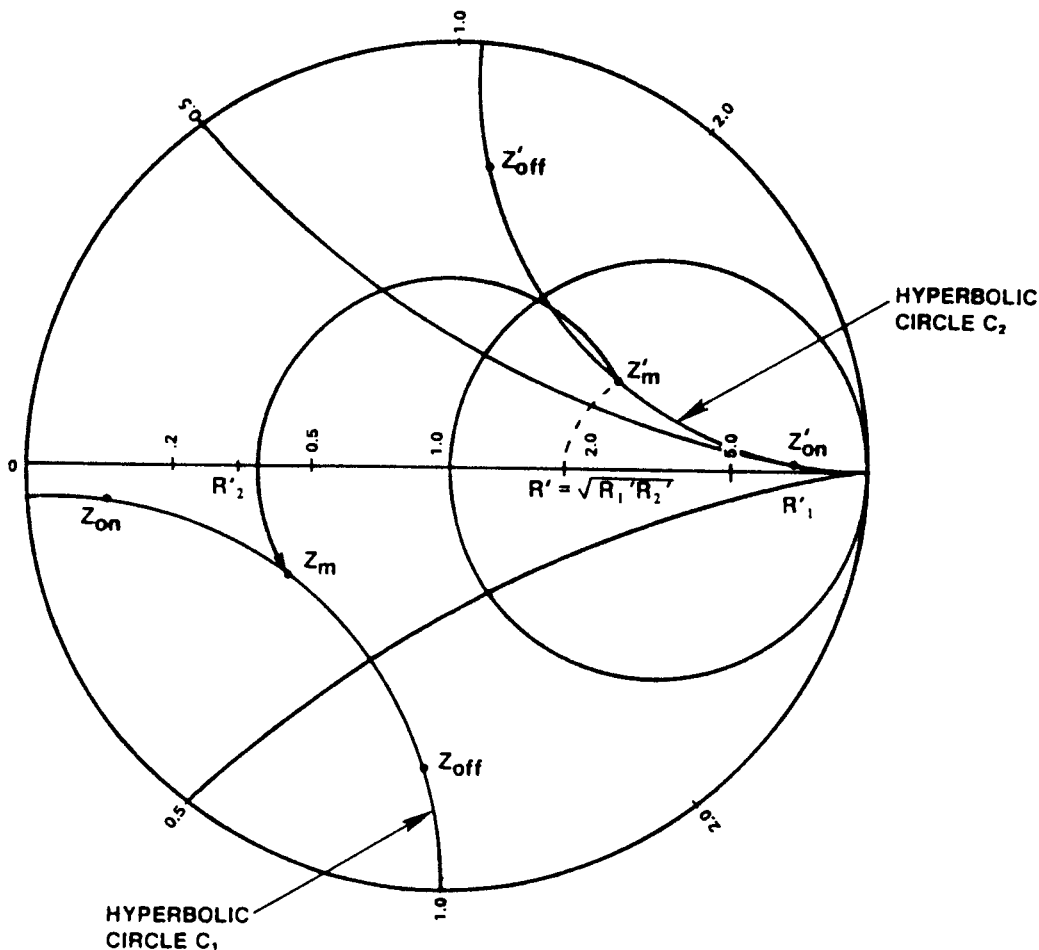
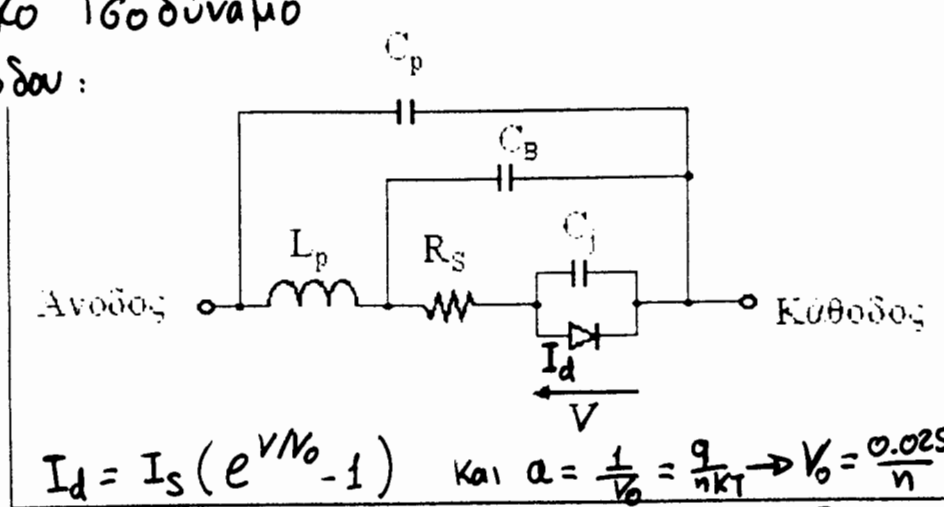


Figure 11.27 Diode impedance states.

Μη-γραμμικό Ισοδύναμο
Κύκλωμα Διόδου:



$I_d = I_s (e^{V/V_0} - 1)$ και $\alpha = \frac{1}{V_0} = \frac{q}{\eta kT} \rightarrow V_0 = \frac{0.025}{\eta}$ για $T_0 = 290^\circ K$
 $V_0 (T = T_0 = 290^\circ K) = 0.025/\eta$ και $\eta = 1 \text{ έως } 2 = \text{δείκνει δανικότητα}$

Σχήμα 2.2 Το μη-γραμμικό μοντέλο της διόδου, [4, σελίδα 2].

Διπλωματική Αναστάσιου Γκενερίδη (Εξεδιαβμός Μικτών)

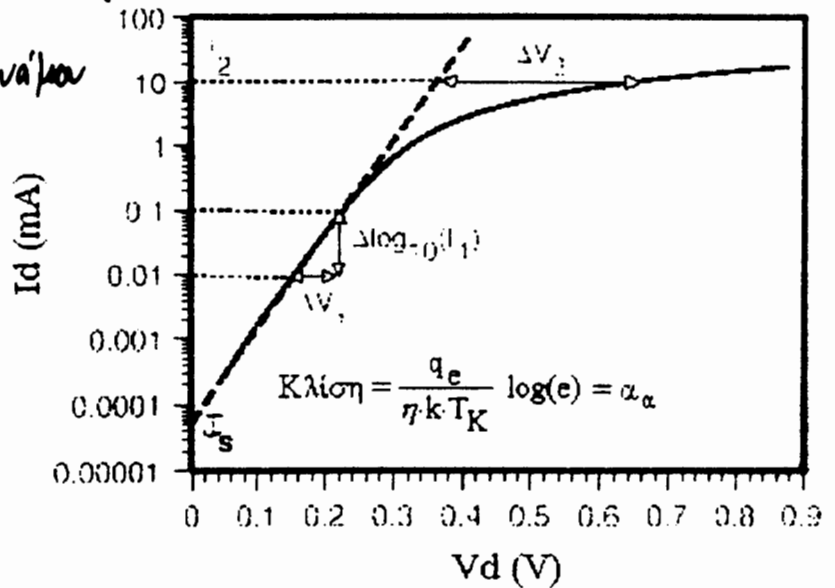
→ Εφαρμογή Μη-γραμμικά Ισοδύναμα
Κυκλώματος Διόδου από τα
αυτά δεδομένα.

Τυπική Δίοδος Schottky
(Pozar, 6εο. 562)

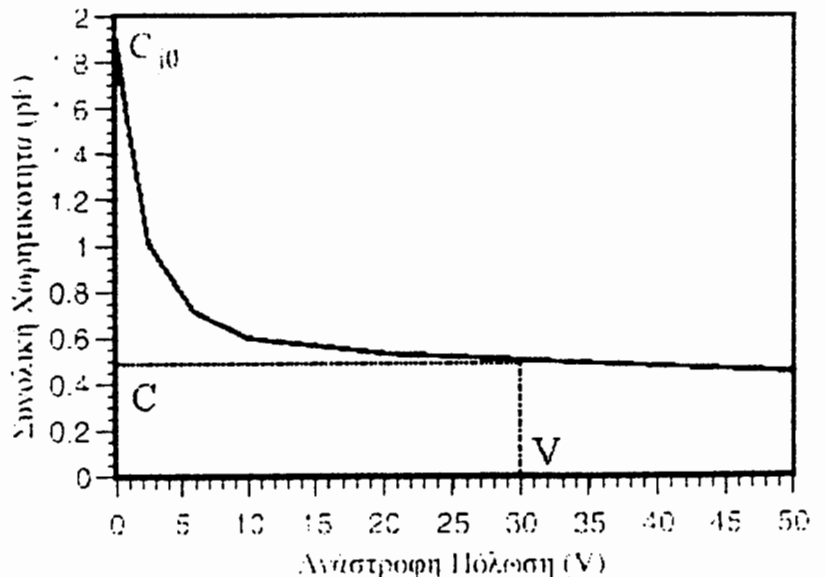
$C_p = 0.10 \text{ pF}$ $L_p = 2.0 \text{ nH}$

$C_j = 0.15 \text{ pF}$ $R_s = 10 \Omega$

$I_s = 0.1 \mu A$



Σχήμα 2.3 Τυπική DC I-V χαρακτηριστική διόδου.



Σχήμα 2.4 Τυπική χαρακτηριστική C-V διόδου Schottky.

Εφαρμογή DC - Πολλαπλασιαστής σε μικτή απλή δίοδο.

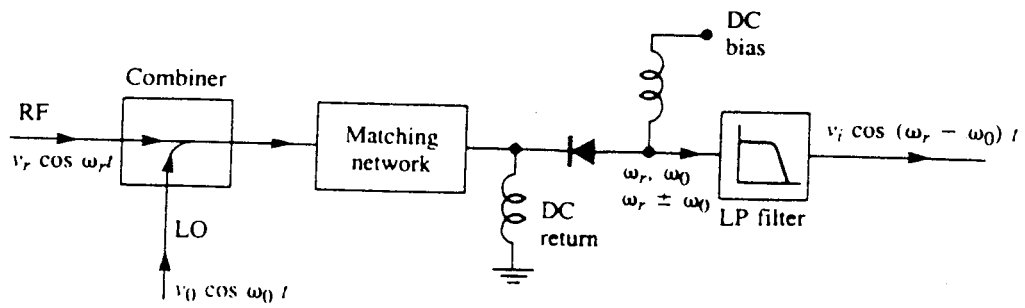
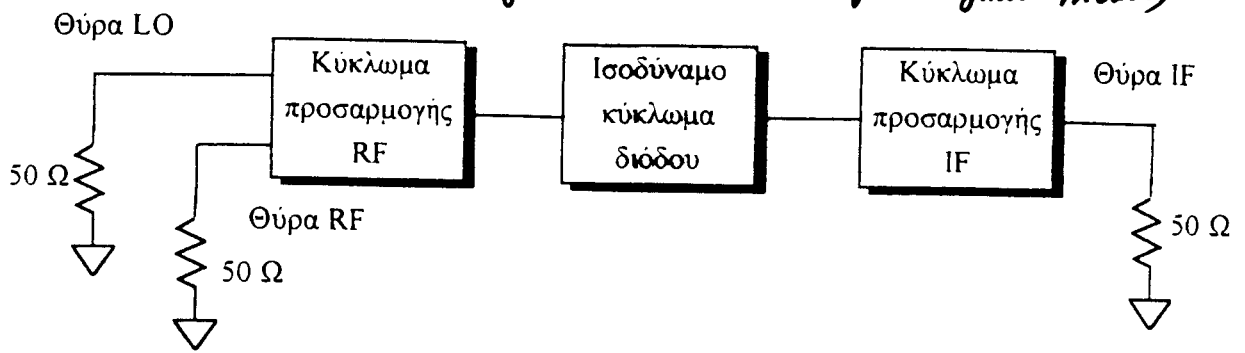


FIGURE 11.17 Single-ended mixer circuit.

Διαδικασία σχεδιασμού Μικτής αγγελίας Διόδου, με τη βοήθεια:

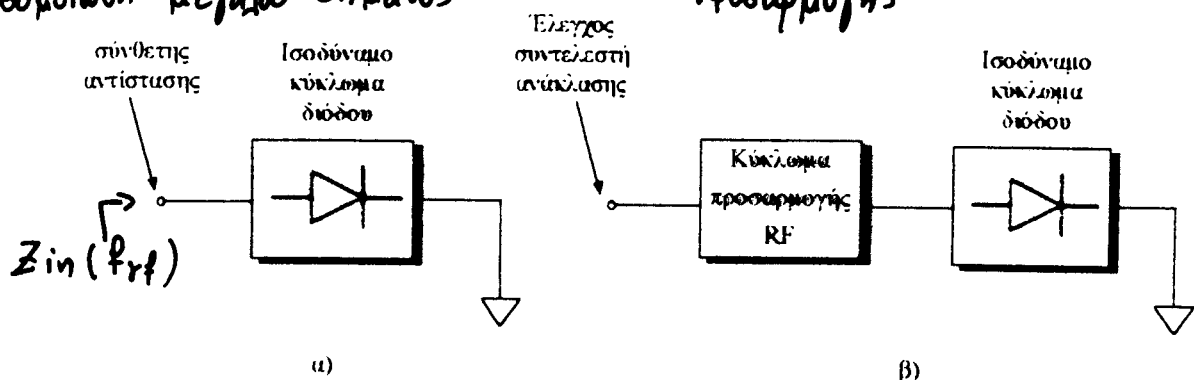
- Πολυδριμικά CAD και μη-γραμμικά Ισοδύναμα Κυκλώματα για τη Δίοδο (Large Signal model)



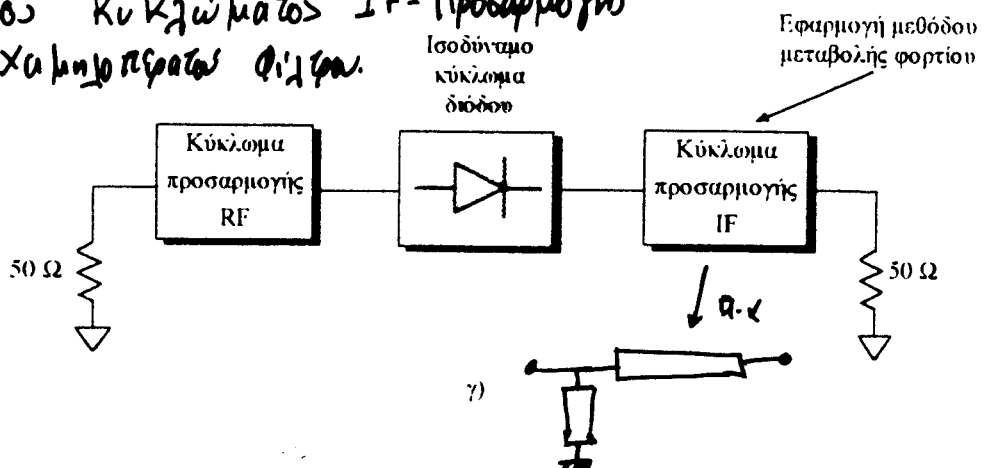
Σχήμα 3.1 Μπλοκ διάγραμμα μικτή μιας διόδου

1) Υπολογισμός $Z_{in}(f_{rf})$ με Προβομοίωση μεγάλα σήματος

2) Σχεδιασμός των RF-Κυκλώματος Προσαρμογής



3. Σχεδιασμός Κυκλώματος IF-Προσαρμογής και των χαμηλοπερατών φίλτρων.



Σχήμα 3.2 α) Υπολογισμός της σύνθετης αντίστασης της διόδου στη συχνότητα RF, β) προσαρμογή RF και γ) προσαρμογή IF.

- Εκτελείται μη γραμμική προβομοίωση ενώ μεταβάλλεται το IF-φορτίο: Τεχνική Έλξης Φορτίου (Load Pull), με σκοπό την μεγιστοποίηση της ισχύος που καταναλώνεται στο IF-φορτίο. (Ελακί βεβαίως της απώλειας μεταφοράς)

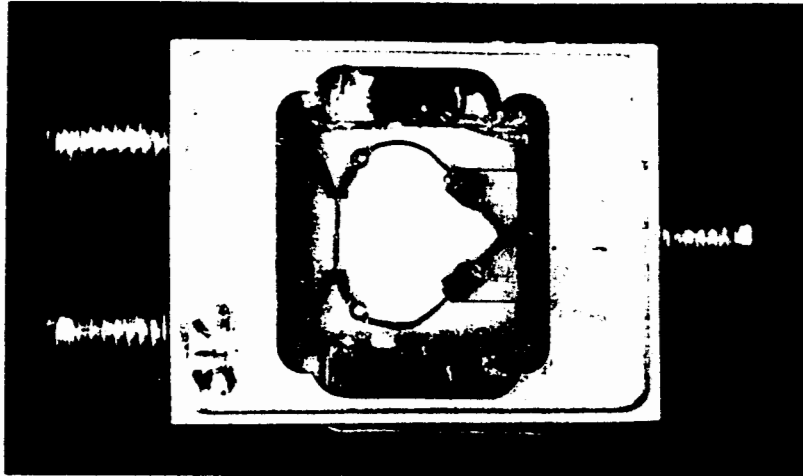


FIGURE 11.18 A balanced mixer constructed in microstrip form. The mixer uses a Lange coupler for the RF and LO inputs, followed by two diode chips. At the right of the circuit can be seen the bypass capacitor chips, DC bias lines, and IF output.

Courtesy of M/A-COM Inc.

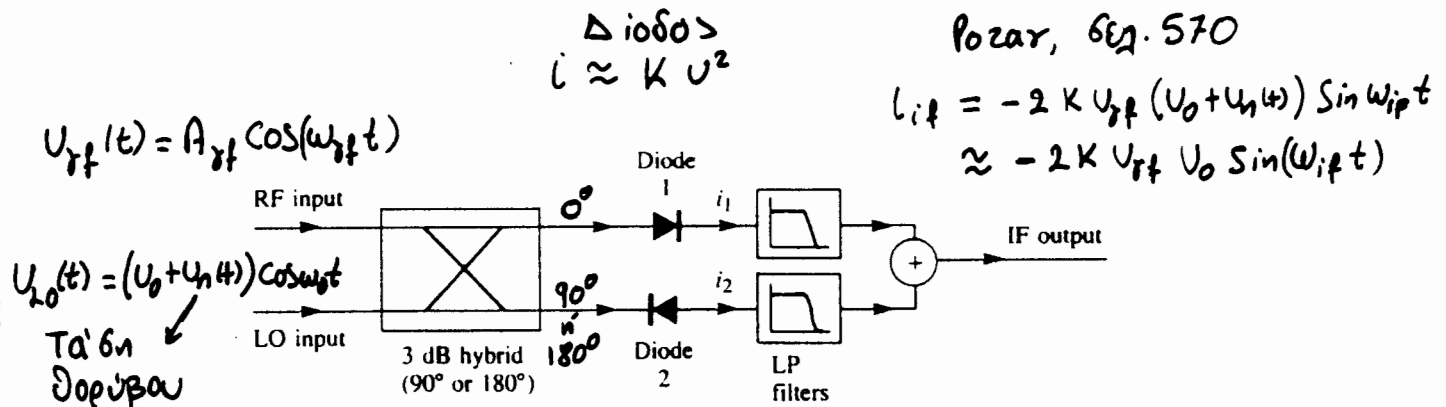


FIGURE 11.19 Balanced mixer circuit.

1606αριθμημένος Μίκτης:

Δύο όμοιοι αγωγοί μικτές συνδέονται με τη βοήθεια ενός υπερδίκου συσκευής 3-dB (16ες 16χεις εφέδου) και με διαφορά φάσης 90° ή 180°.

Σκοπός: Κατάσκη των AM Δορύβου τα τοπικά ταλαντώσι
- ή - ορισμένων γευδο-αποκρίσεων από τα προϊόντα $m f_{rf} + n f_{lo}$

Υπερδικο 180°: Κατάσκη AM Δορύβου τα LO και
→ Κατάσκη γευδοαποκρίσεων $\{ m, n = \text{αριθμοί} \}$ (και α δέυ)
 $\{ m = \text{αριθμοί} \}$ και $n = \text{πέρητος} \}$ (αυ αντίστροφα)

Υπερδικο 90°: Κατάσκη AM Δορύβου LO
Κατάσκη γευδοαποκρίσεων μονο $m, n = \text{αριθμοί}$ (και α δέυ)

+ Έχει και απομόνωση Δορύβου - RF και LO (Ειδικά με το υπερδικο 180°)

+ Έχει και (χαμηλό) λογο VSWR στην είσοδο (RF) (Ειδικά με το υπερδικο 90°)

Μειονέκτημα: - Απαιτεί μεγαλύτερη ισχύ LO για την οδήγησή των διόδων.
- Δεν μπορεί να εφαρμόσει DC-πολωση.

Μικτός αντι-παράλληλων δίοδων - με υποαρμονικό LO. (Yozar, K2-57)

Μικτός 2^{ος} αρμονικός του LO με το RF.

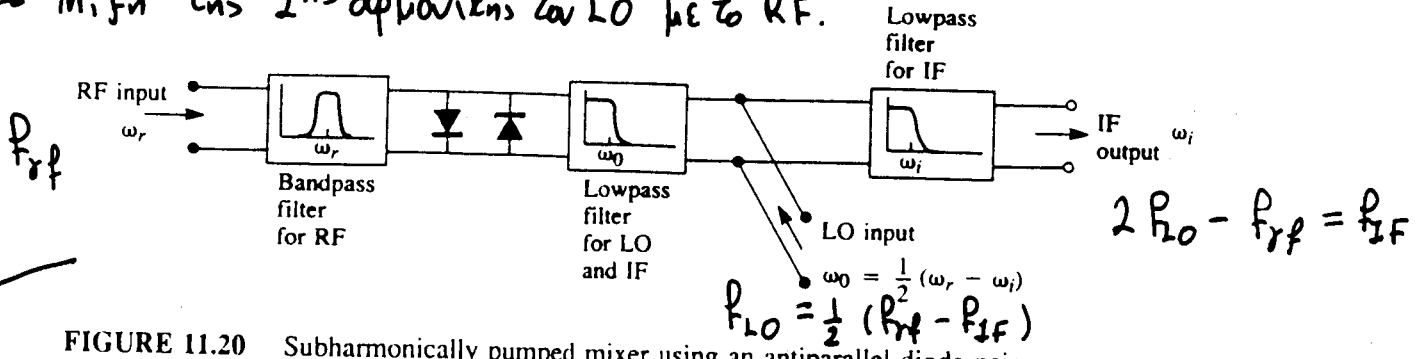
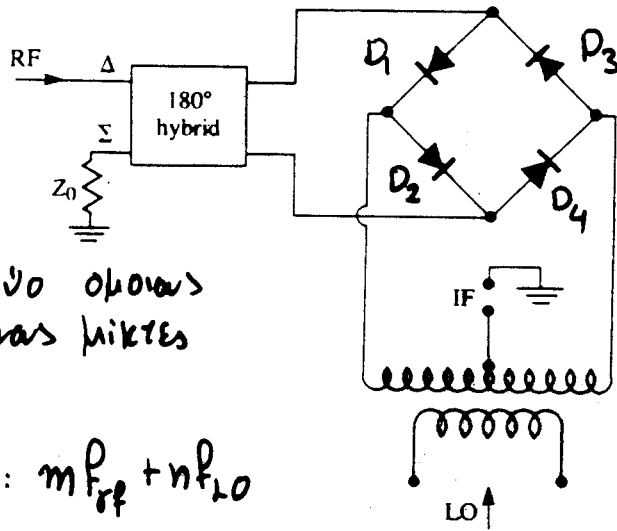


FIGURE 11.20 Subharmonically pumped mixer using an antiparallel diode pair.

Το ζεύγος των αντιπαράλληλων δίοδων δίνει μια συμμετρική I-V χαρακτηριστική που καταστέλλει τα δευτερεύοντα προϊόντα μικτός (P_{RF} , P_{LO}) και δίνει χαμηλή απώλεια μετατροπής, όταν μικτός με τον $2f_{LO}$.

• Διπλά ισόσταθμιζόμενος Μικτός



Αποτελείται από δύο ομοίους απλά ισόσταθμιζόμενες μικτές

Γενικά: ψευδο αποκρίσεις: $mP_{RF} + nP_{LO}$

FIGURE 11.21 Double-balanced mixer circuit.

1^η Απλά ισόσταθμιζόμενος μικτός δίοδων (D_1, D_2)

Καταστέλλει τις ψευδο-αποκρίσεις για όλες τις άρτιες αρμονικές του LO: $n = άρτιος$ και $m = άρτιος$ ή περιττός

2^η Απλά ισόσταθμιζόμενος μικτός δίοδων (D_3, D_4)

Καταστέλλει τις ψευδο-αποκρίσεις για όλες τις άρτιες αρμονικές του RF: $m = άρτιος$ και $n = άρτιος$ ή περιττός

Αυτό δίνει πολύ καλή (χαμηλή) απώλεια μετατροπής + επίσης παρουσιάζει καλή απομόνωση μεταξύ RF και LO

Μειονεκτήματα:

- Φυσικός (υψηλός-δωρετικοί) λογος VSWR στην είσοδο
- Απαιτείται μεγαλύτερη ισχύς LO για την οδήγηση των δίοδων.

Μίκτης Απόρριψης Εικόνας (Image rejection) Pozar, σελ. 572
 0. Δύο συχνότητες (γίνες) του RF-παίκτητος εισέρχονται με $f_{LO} + f_{IF}$ και $f_{LO} - f_{IF}$ δίνοντάς τιν ίδια f_{IF}

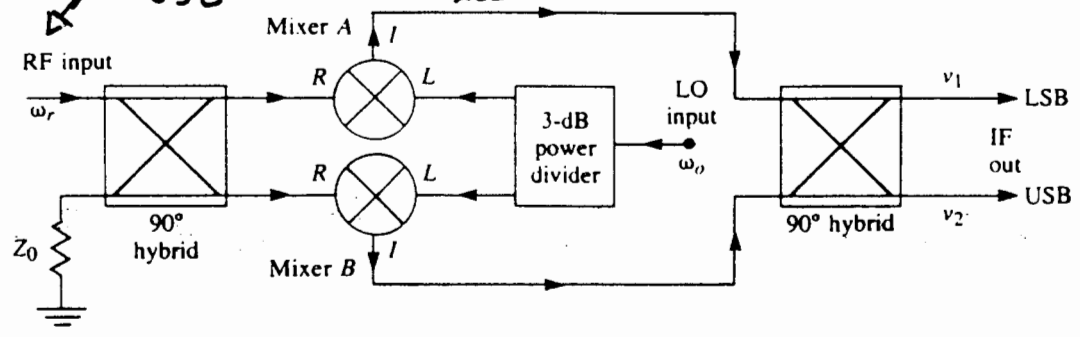


FIGURE 11.22 Image rejection mixer circuit.

0 ανώτερω μίκτης διαχωρίζει τα αντίστοιχα προϊόντα στην έξοδο-IF

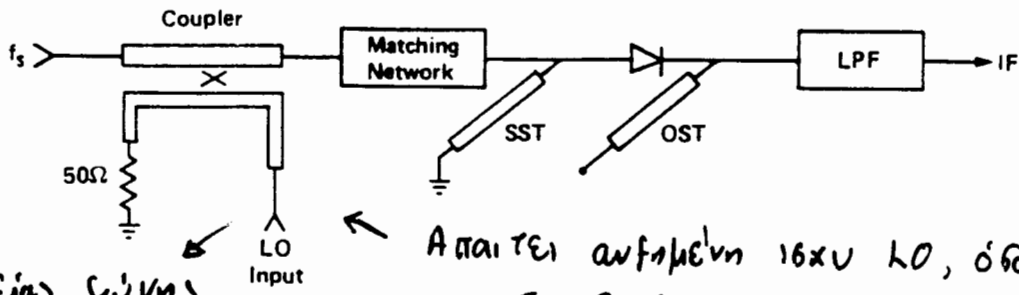
TABLE 11.2 Basic Characteristics of Some Mixers

Σύγκριση Μίκτην

Mixer Type	Number of Diodes	RF SWR	RF/LO Isolation	L_c	Third-Order Intercept
Single ended	1	Poor	Fair	Good	13 dBm
Balanced (90°)	2	Good	Poor	Good	13 dBm
Balanced (180°)	2	Fair	Excellent	Good	13 dBm
Double balanced	4	Poor	Excellent	Excellent	18 dBm
Image rejection	8	Good	Good	Good	15 dBm

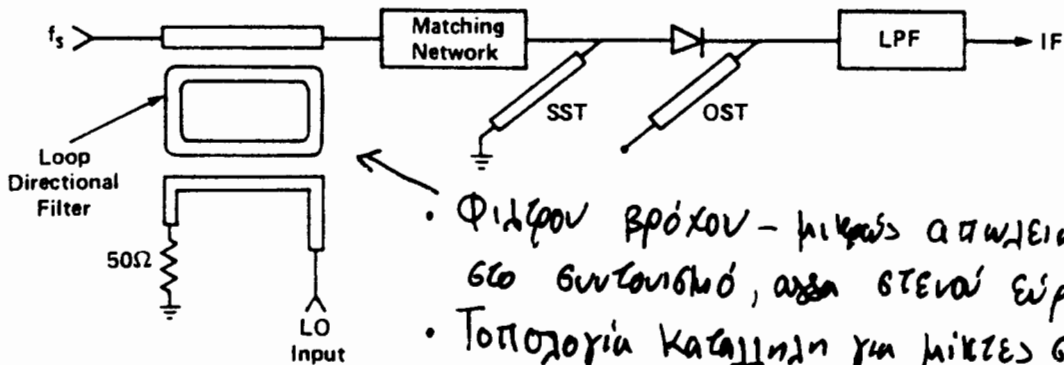
Τύποι Μικτών

1. Απλός Μικτός μιας Διόδου, Ευρείας Ζώνης



LO Ευρείας ζώνης

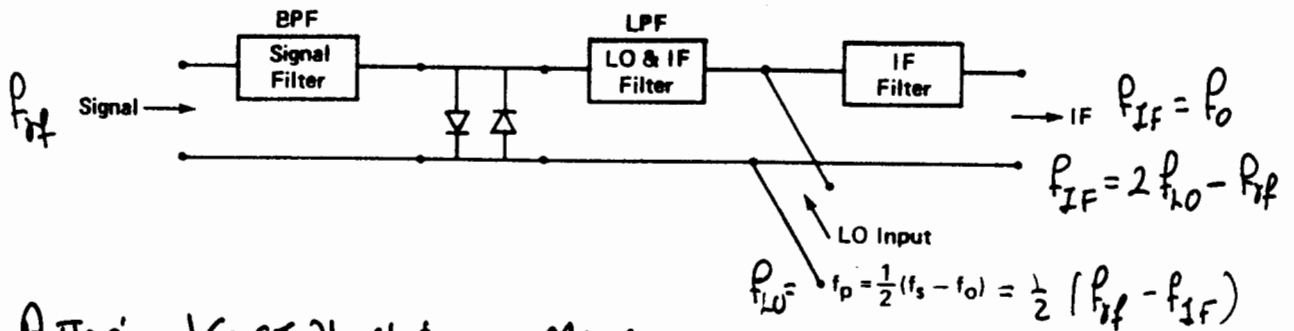
Απαιτείται αυξημένη ισχύς LO, όσο η τιμή (α) του συντελεστή συστροφής (GAIN) 10dB)



- Φιλτράρισμα βρόχου - μικρές απωλείες στο συντονισμό, αλλά στενά εύρος ζώνης
- Τοπολογία καταλληλή για μικτές σταθερές LO.

Figure 11.29 Single-ended mixers. (a) Broadband-LO mixer configuration. (b) Fixed-LO mixer configuration.

2. Μικτός αντιπαράλληλων διόδων - Υπο-ακουσικό LO.



3. Απλά 160 σταθμισμένος Μικτός

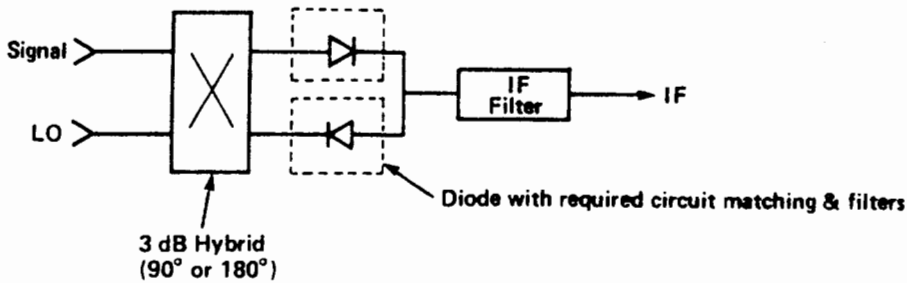


Figure 11.30 Two-diode mixer types. (a) Antiparallel diode mixer. (b) Single-balanced mixer.

4. Διπλά Ισοβαρμηθμένους Μίκτης

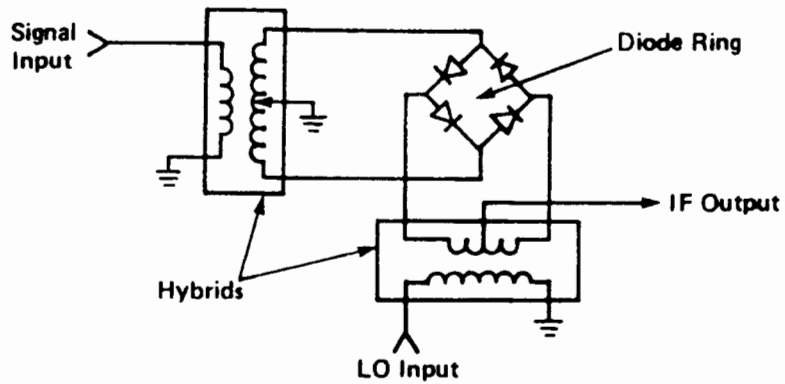


Figure 11.31 Double-balanced mixer.

5. Διπλά - Διπλά Ισοβαρμηθμένους Μίκτης

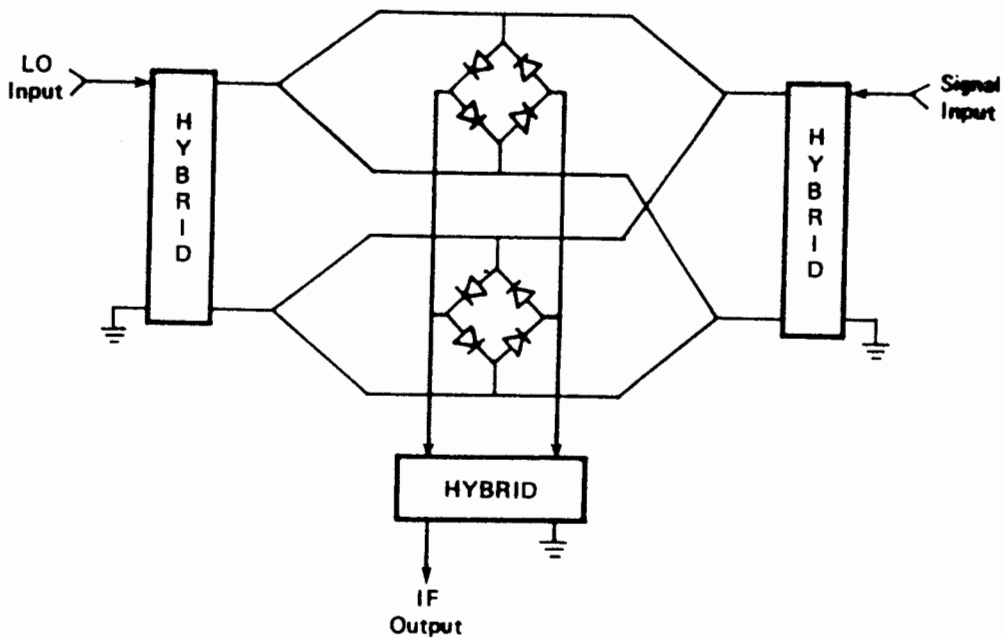
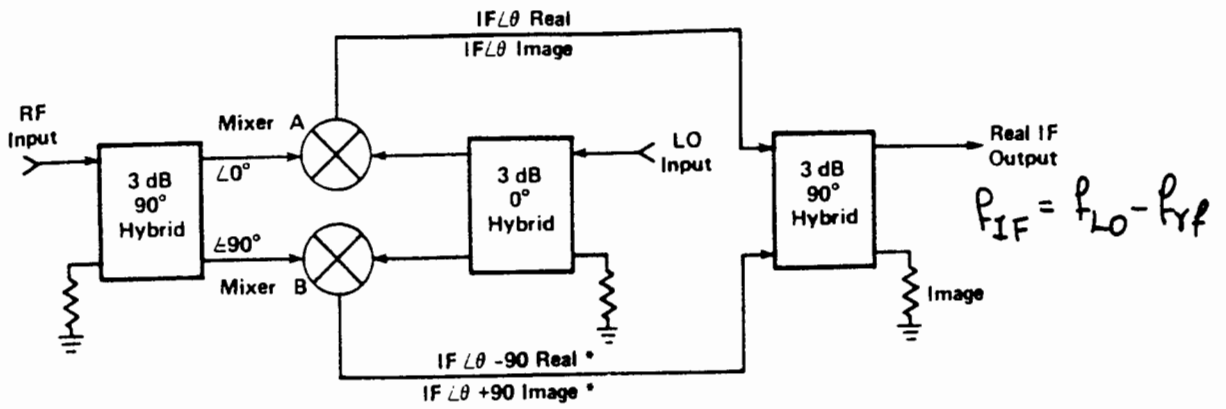


Figure 11.32 Double-double-balanced mixer.

6. Μικτός απορριψής Ειδώλου



* Assuming Low Side LO

Figure 11.33 Image-rejection mixer.

↳ Υποθέτουμες συχνότητα χαμηλής πλευράς $f_{LO} > f_{RF}$

7. Μικτός επέκτασης από προϊόντα αφοίσηματος και Ειδώλου.

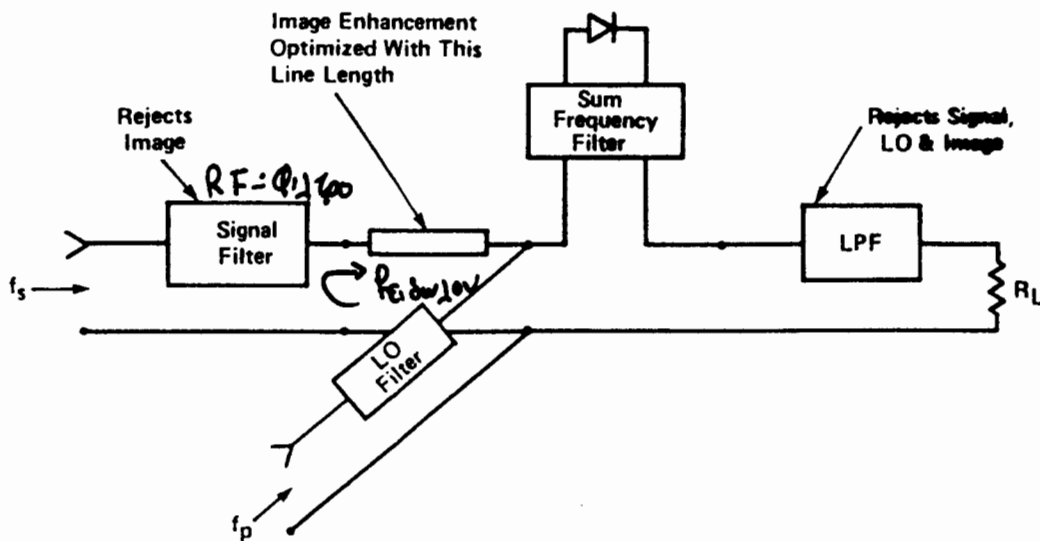


Figure 11.34 Image- and sum-enhanced mixer.

- Προσφέρει τη δυνατότητα επέκτασης "πολύ χαμηλών απωλειών μετατροπής", οι οποίες καθορίζονται μόνο από τις απώλειες του κυκλώματος και της διόδου.
- Το περιβλήμα της διόδου (παράσιτα L,C) συμπεριφέρεται συνήθως σαν φίλτρο low pass: $f_{sum} = f_{RF} + f_{LO}$, παρασιτάζοντας συντονισμό βίβας στην f_{sum} .
- Το RF-φίλτρο παρουσιάζει κάποια φανταστική αντίσταση (reactive termination) στην είσοδο $= 2f_{LO} - f_{RF} = f_{LO} + f_{IF}$ η οποία αφού ανακλασθεί αποκτά την καλή φάση (reactive termination) του...

ΜΙΚΤΕΣ με Τρανζίστορ FET

"ΕΝΕΡΓΟΙ ΜΙΚΤΕΣ"

Κυριώστερο Πλεονέκτημα:

- + Παρέχουν κέρδος μετατροπής αντι για απώλεια μετατροπής (όπως οι διόδοι)

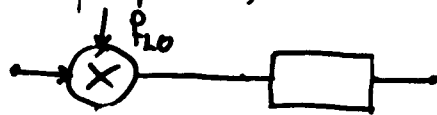
Μειονέκτηματα:

- Ο δείκτης θορύβου είναι πολύ μεγαλύτερος από αυτόν των αντίστοιχων ενδόκλι, που δίνει το ίδιο κέρδος.
- Αντίθετα από τα αναμενόμενα, ο δείκτης θορύβου των ενεργών μικτών είναι μεγαλύτερος από αυτόν των αντίστοιχων παθητικών μικτών.

+ Αλλά, ο ενεργός μικτός μειώνει τη συνεισφορά του θορύβου της επόμενης βαθμίδας, στο δείκτη θορύβου του συστήματος - δέκτη.

Τύπος μικτής

Διόδου:



$$F_1 = 5 \text{ dB}$$

$$L_1 = 6 \text{ dB}$$

$$F_2 = 3 \text{ dB}$$

$$\rightarrow F_{02} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{1/L} = 9.52 \text{ dB}$$

Τρανζίστορ:

$$F_1 = 7 \text{ dB}$$

$$G_1 = 4 \text{ dB}$$

-||-

$$\rightarrow F_{02} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = 7.33 \text{ dB}$$

Αιτιο αυξημένα δείκτη θορύβου μικτών FET: (Bhartia, Ch. 580)

→ Ο επιπλέον θόρυβος στους μικτές FET (π.χ. στην IF-συχνότητα) προέρχεται από θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων, ο οποίος λόγω της μη-γραμμικότητας - μίξης, ανα-βιβάζεται (up-conversion) σε υψηλότερες συχνοότητες. Η μετατροπή αυτή βασιζέται στην "διαμόρφωση" της χωρητικότητας της πύλης.

• Διαγωγιμότητα (transconductance) του FET (g_m).

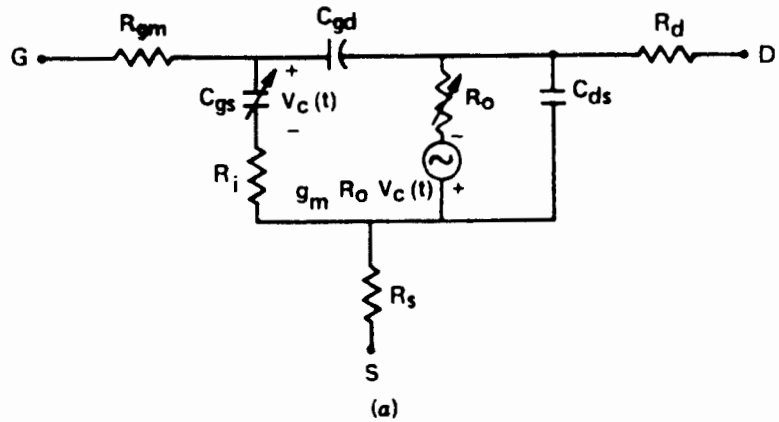
$$g_m = \frac{dI_d}{dV_g}$$

Όσο μεγαλύτερη είναι η διαγωγιμότητα, τόσο μεγαλύτερο είναι και το AC-κέρδος του FET.

• Στο FET απλή πύλη τόσο η LO όσο και η RF συχνοότητες εφαρμόζονται στη πύλη με τη βοήθεια υπερδίκης σύνδεσης-συστήματος.

• Το σήμα της LO δημιουργεί μια χρονικά μεταβαλλόμενη $g_m(t)$

Ισοδύναμο κύκλωμα του FET



Διαγωγιμότητα FET

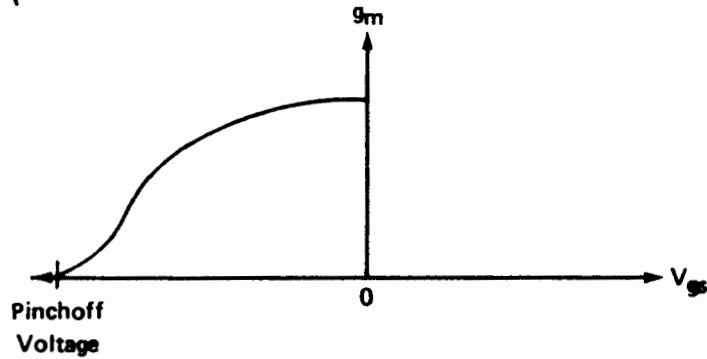


Figure 11.35 (a) Single-gate FET model. (b) Transconductance vs. gate voltage.

Τοπολογία μικτή με FET

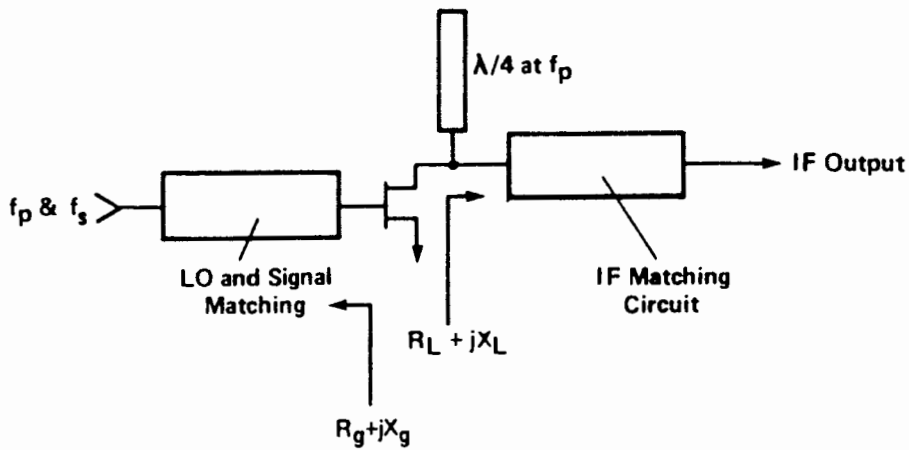


Figure 11.36 Single-gate FET mixer.

Αρχή λειτουργίας Μικρών με FET

- Το Ισχύρο σήμα των τοπικών ταλαντώσεων δίνει μια χρονικά μεταβαλλόμενη διαγωγιμότητα του FET:

$$g_m(t) = G_{m0} + G_{m1} \cos(\omega_{L0} t) + G_{m2} \cos(2\omega_{L0} t) + \dots \quad (1)$$

- Η ac συνιστώσα ρεύματος απαγωγής είναι

$$i_d(t) = g_m(t) \cdot V_g(t) \quad \text{όσα} \quad V_g(t) = V_s \cos(\omega_{RF} t) \quad (2)$$

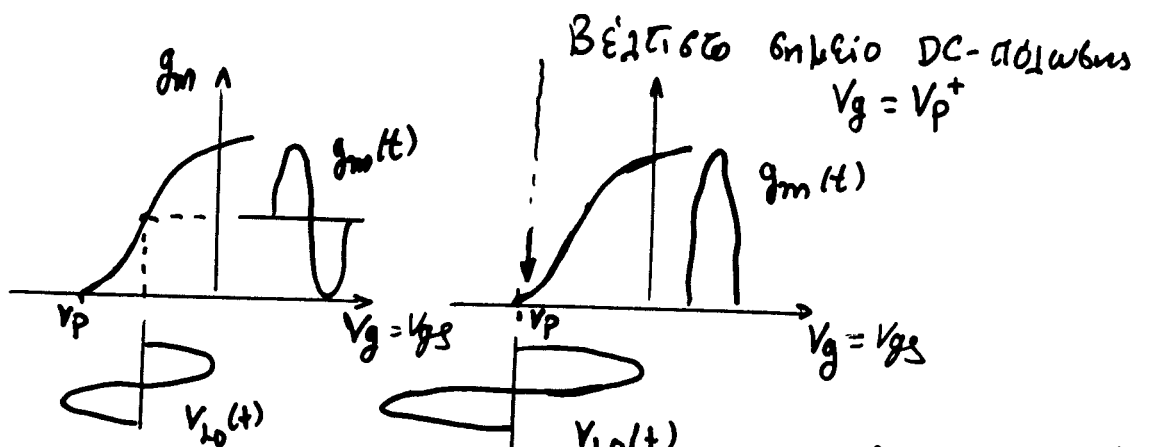
- Δηλαδή, η ισχύρα μη-γραμμική συσχέτιση διαγωγιμότητας g_m με την "dc" τάση πύλης-πηγής V_{gs} περιγράφεται από τον (1). Αφού το ισχύρο σήμα LO μετακινεί το σημείο λειτουργίας κατά μήκος της χαρακτηριστικής $g_m(t) - V_{gs}$.
- Στην πύλη όμως εφαρμόζεται και το RF-σήμα $V_{rf}(t) = V_g(t)$ οπότε η τάση του διαμορφώνει - πολλαπλασιάζει την χρονικά μεταβαλλόμενη $g_m(t)$. Δηλαδή, δεχόμαστε ότι η τάση του RF-σήματος είναι εἰς αὐθενίς ὥστε να μὴν μπορεῖ να ἀλλάξει τὴν διαγωγιμότητα, ἀλλὰ συνιστῆρα στο ρεύμα των απαγωγών

$$(1), (2) \rightarrow i_d(t) = G_{m0} \cdot V_s \cdot \cos(\omega_{rf} t) + \frac{G_{m1} V_s}{2} \{ \cos(\omega_{rf} - \omega_{L0}) t + \cos(\omega_{rf} + \omega_{L0}) t \} + \frac{G_{m2} V_s}{2} \{ \cos(\omega_{rf} - 2\omega_{L0}) t + \cos(\omega_{rf} + 2\omega_{L0}) t \} + \dots$$

Η επιθυμητή συνιστώσα του ρεύματος απαγωγής \rightarrow Εξόδος-IF είναι η $(\omega_{rf} - \omega_{L0})$ στον υποβασθμο-δέκτη ή η $(\omega_{rf} + \omega_{L0})$ στα ραδιοδ.

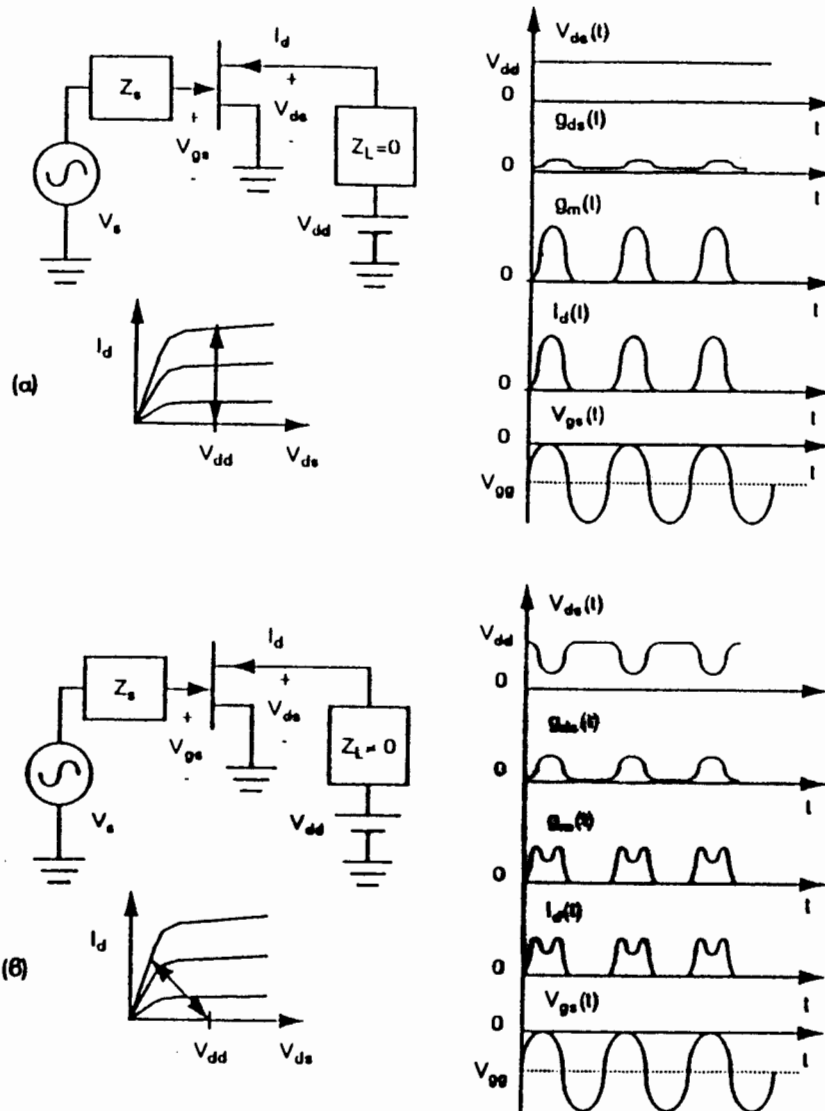
Σκοπός των σχεδιασμών Μικρών με FET

- \hookrightarrow Να μεγιστοποιηθεί η συνιστώσα του ρεύματος απαγωγής $(\omega_{rf} - \omega_{L0})$ και να ελαχιστοποιηθούν οι παρελθόντες.



$V_0 =$ τάση σταθμεύσεως (bias-point)

(Macq., σ. 179)



Σχ. 9-2 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων όταν (α) ο απαγωγός είναι βραχυκυκλωμένος για τις LO αρμονικές και (β) όταν δεν είναι βραχυκυκλωμένος γι'αυτές. [56, σελ. 317]

Κατά το σχεδιασμό θα πρέπει να ισχύει :

- α) Βραχυκύκλωση του απαγωγού (D) για τις LO αρμονικές και τις ανεπιθύμητες συχνότητες μίξης
- β) Βραχυκύκλωση της πύλης (G) για τις ανεπιθύμητες συχνότητες μίξης (και της IF)

Διαδικασία Σχεδιασμού Μικτών FET (Maas, Γεω. 178)

1. Σχεδιασμός - Υπολογισμός του κυκλώματος DC-πάλωσης για το ποτέπτηθ του σημείου ηρέμιας στην τάνη στραγγαλιθμού (pinch-off) των διαύλων: $V_{GS} = V_P$
 - ↳ Η βέλτστη απόδοθη λαμβάνεται για λίγο μεγαλύτερη τάνη $V_{GS} = V_P^+$
2. Η ισχύς των LO να είναι αρκετά μεγάλη, έτσι ώστε η διαχωριθότητα να φθάνει στην μέγιστη τιμή της.
 - ↳ Για το σκοπο αυτό σχεδιάζουμε το κύκλωμα προβαρμωθής LO-FET για επιρευτη σύφυγής προβαρμωθής (όσο είναι δυνατόν)
3. Το ρεύμα των FET (αππαγωγού - πηγής, I_{DS}) πρέπει να διατηρείται συνεχώς στον κορεθμό
 - ↳ Αυτό επιτυγχάνεται με την χρήση stub στον απαγωγό που να εθαθαλίξει:
 - ↳ Βραχνκύκλωθ των απαγωγού σε ΟΠΕΣ τις αρμονικες των τοπικων ταλαντώθ: $f_{LO}, 2f_{LO}, 3f_{LO}, \dots$
 - Αυτό διατηρεί την τάνη απαγωγού-πηγής V_{DS} συνεχώς στην DC-τιμή της (ό'αλο των κύκλω των LO), διατηρώντας το τρανζιθτορ συνεχώς στον κορεθμό-ρεύματος.
 - Επίθως απαγορεύει την διαρροή θήματος των LO στην IF-εθοδο.
4. Σχεδιασμός κυκλώματος προβαρμωθής θύρας-RF
 - ↳ Επιδιώκουμε σύφυγη προβαρμωθής για ελακιστοποίηση της απώθειας μεταθοπής.
 - Δηλαδή επιδιώκουμε την μέγιστοποίηση των κέρθων, το οποίο είναι σε κάθε περίπτωση μικρό, παρά την μείωθ των δείκτη θορύβου. Έτσι και αλλιώς δύθκολα βελτιώνεται ο δείκτης θορύβου.
5. Σχεδιασμός κυκλώματος προβαρμωθής IF-εθοδου.
 - Η IF-εθοδος είναι αυθιαθτικά μια πηγθ-ρεύματος και παραωθίθει μεγάλη αντίθσταση εθοδου \implies Η σύφυγής προβαρμωθής είναι μάλλον αδύνατη.
 - Πρακτικά επιλέγεται ένα ωθικό φορτίο 50 έως 100Ω που να δίνει την χαμηλότερη απώθεια μεταθοπής και να εθαθαλίξει ΕΥΣΤΑΘΕΙΑ
 - Φορτία $< 50\Omega$ δεν δίνουν ικανοποιητικό κέρθω
 - Φορτία $> 100\Omega$ συνήθως οδηγών σε ΑΣΤΑΘΕΙΑ \rightarrow Ταλαντώθεις.

Σχεδιασμός Μικτών με FET - 2.

6. Κύκλωμα IF- Τερματισμού της Πύλης.

- ↳ Ιδωσ η καλύτερη τακτική στο σχεδιασμό μικτών με FET είναι « η βραχύκλιση της πύλης στην IF- Συχνότητα »
- ↳ Αυτό απαγορεύει τη λειτουργία των FET σαν ενδότης στη συχνότητα - IF. Ειδικά όταν η FIF είναι χαμηλή (δέκτες) το κέρδος αυτό μπορεί να είναι πολύ μεγάλο.
- Αν δεν βραχυκλειθεί η πύλη για την IF, οποιοδήποτε θόρυβος ή άλλη ενδυνάμωση ενδύεται χειροτερεύοντας το δείκτη θορύβου
- Επίσης αν δεν βραχυκλειθεί η είσοδος στην IF, ο μικτός μπορεί να οδηγηθεί σε αβίαση → Ταραντίζεις στην FIF.

(Τοπολογία μικτού ατμού FET → Maas, σελ. 183.)

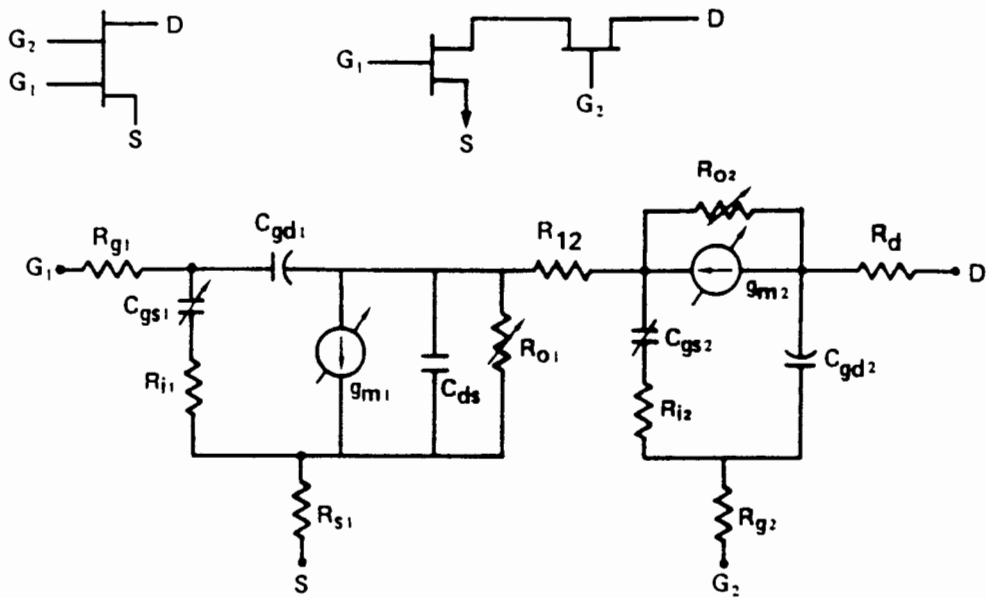
Ενεργοί Μικτές με FET διπλής πύλης. (Maas, σελ. 190)

- + Παρέκον και (φυσική) απομόνωση μεταξύ RF και LO, αφού το κωδικό συνδέεται σε διαφορετικό ακροδέκτη (πύλη) και μαλιβία χυρίς τη χρήση φίλτρων.
- Το κέρδος των μικτών με MESFET διπλής πύλης είναι μικρότερο από αυτά με απλή πύλη (το ποσοστό φθίνει τα 1-2 dB).
- + Το γεγονός ότι δεν χρειάζεται σωφίσκος ή διπλόκτες για την εφαρμογή των RF και LO, οδηγεί σε πιο συμμαχητή κατασκευή, που είναι πιο κατάλληλη για MMICs.
- Το FET διπλής πύλης μπορεί να θεωρηθεί σαν ισοδύναμο με δύο FET συνδεδεμένα σε σειρά
 - Αυτό το FET λειτουργεί στον IF σαν δύο ενδότες συνδεδεμένοι σε σειρά. Για την αποφυγή αυτών των προβλημάτων πρέπει:
 - Η πύλη G_2 πρέπει να βραχυκλειστεί - χειώνεται στον RF

DC-Πόλωση

- Η DC- τάση πόλωσης της πύλης-1 (σύνδεση RF-είματος) είναι συνήθως υψηλή $V_{GS} = 0V$ για τα MESFET
- Η DC- τάση πόλωσης της πύλης-2 ρυθμίζεται έτσι ώστε το FET να ανοίγο-κλείνει στον κύκλο του LO (να οδηγείται από την ακροδομή στον κεραικό).

Ισοδύναμο κύκλωμα FET διαίτης - πύλης



Χαρακτηριστικές FET διαίτης - πύλης

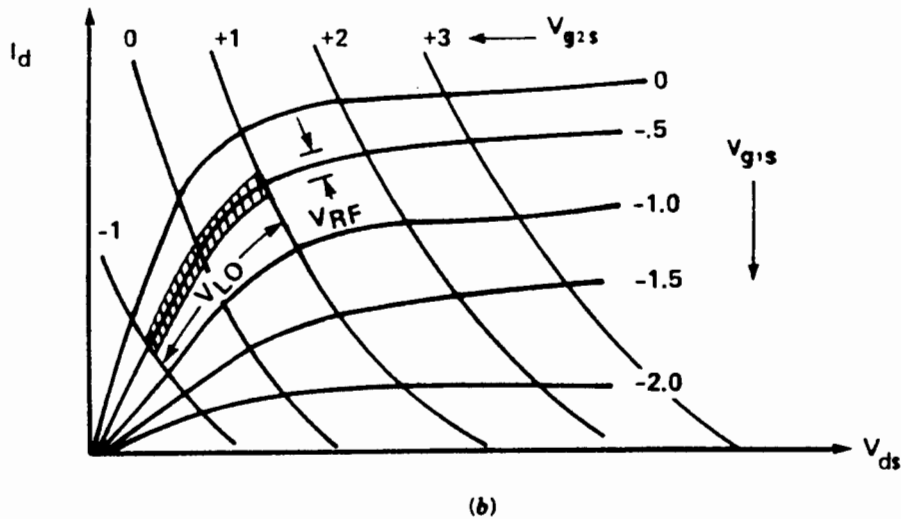


Figure 11.37 Dual-gate FET characteristics. (a) Equivalent model. (b) DC characteristics.

Τοπολογία μίκτη με FET διαίτης πύλης.

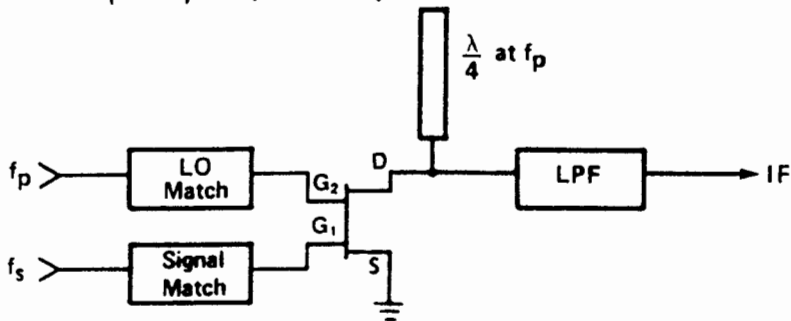


Figure 11.38 Dual-gate FET mixer.

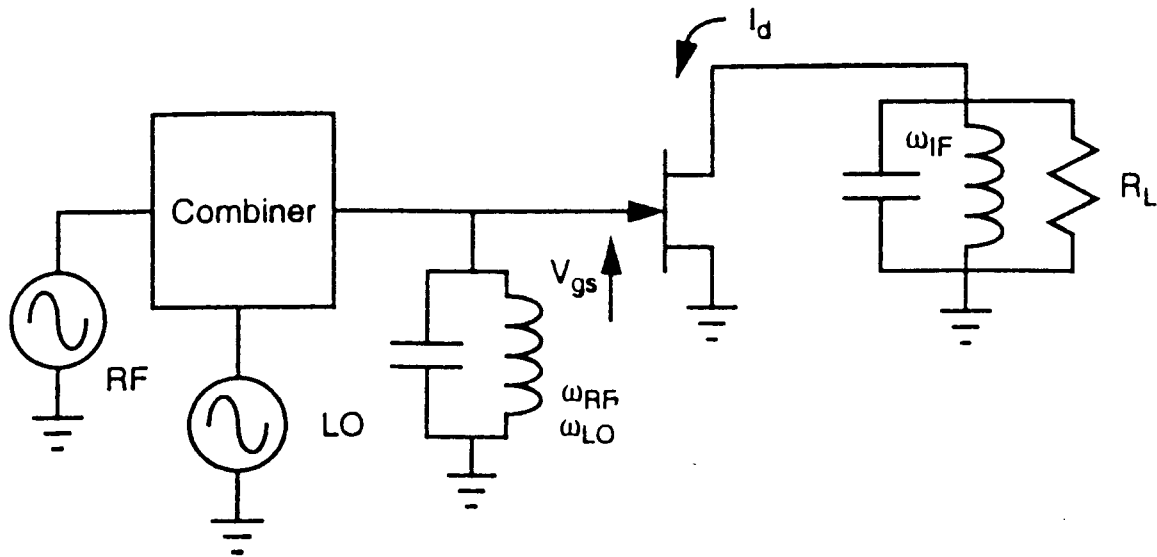


Figure 6.1 Idealized FET transconductance mixer. The FET has no parasitics and the bias sources are not shown. The combiner usually is a filter diplexer or, occasionally, a directional coupler. The output tuned circuit short-circuits the drain at all frequencies except the IF, and the input tuned circuit shorts the gate at all frequencies except the RF and LO.

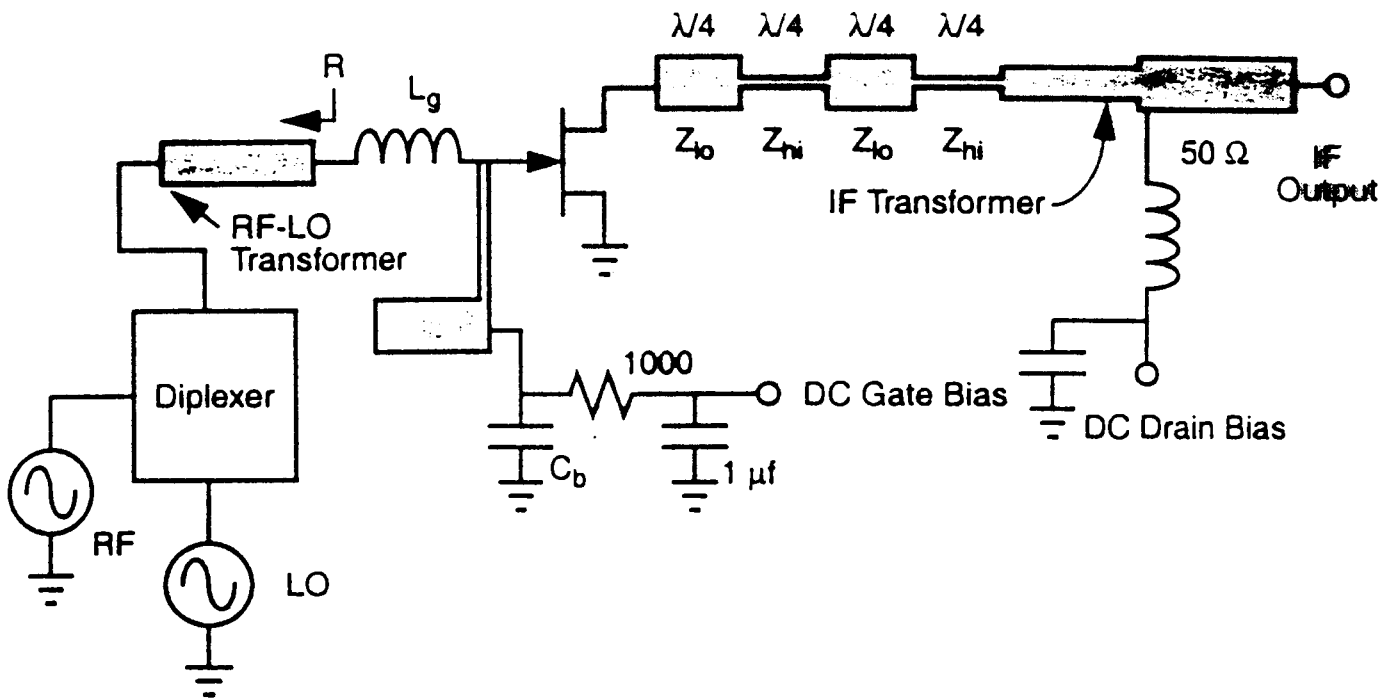


Figure 6.3 Single-device FET mixer. The $\lambda/4$ lengths are determined at the center of the RF-LO band, and C_b is the IF bypass capacitor. This circuit is appropriate for frequencies from the lower microwave region to millimeter waves.

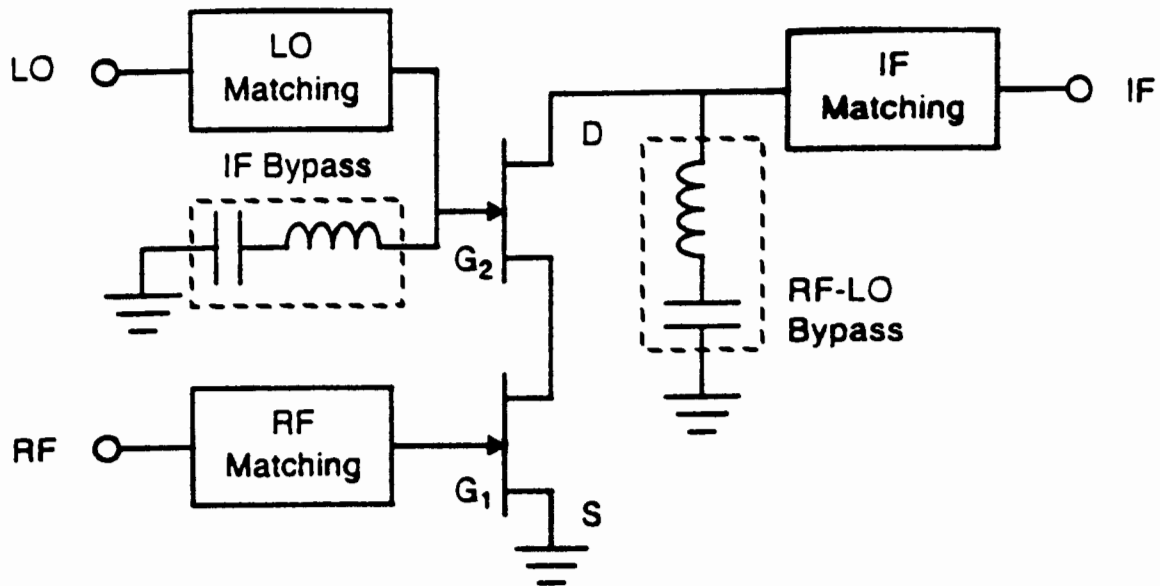


Figure 6.4 The dual-gate FET mixer can be modeled as two cascode-connected single-gate FETs. The drain LO-RF bypass serves the same purpose as the output filter in the single-gate FET mixer; the IF bypass allows the FETs to operate as a cascode amplifier at the IF.

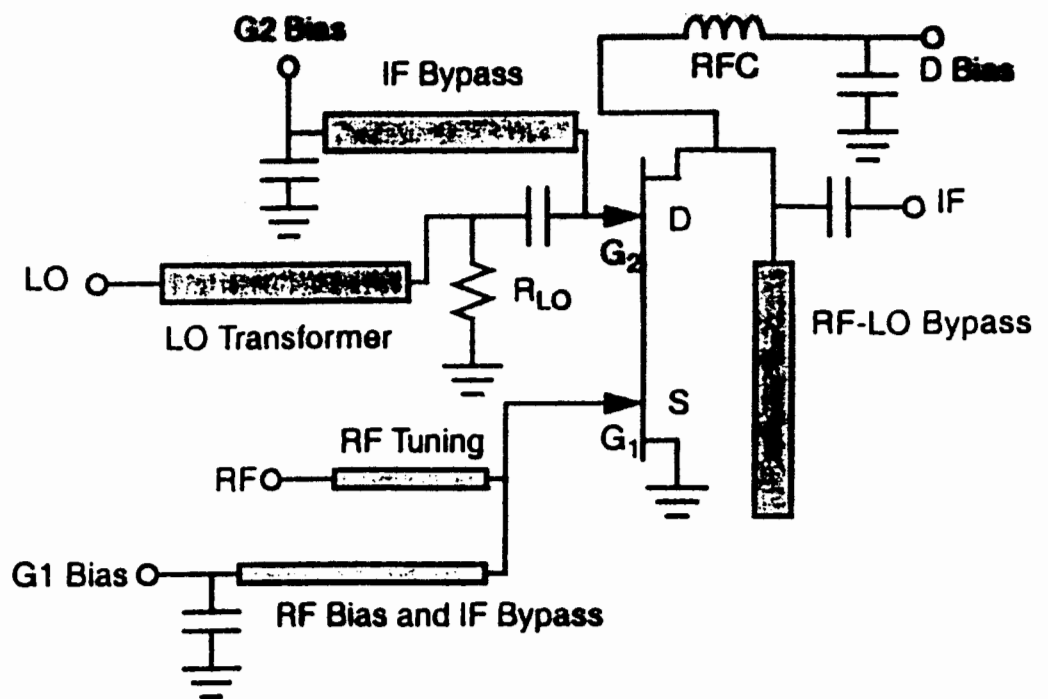


Figure 6.6 Circuit of the dual-gate MESFET mixer described in Section 6.3.4.