
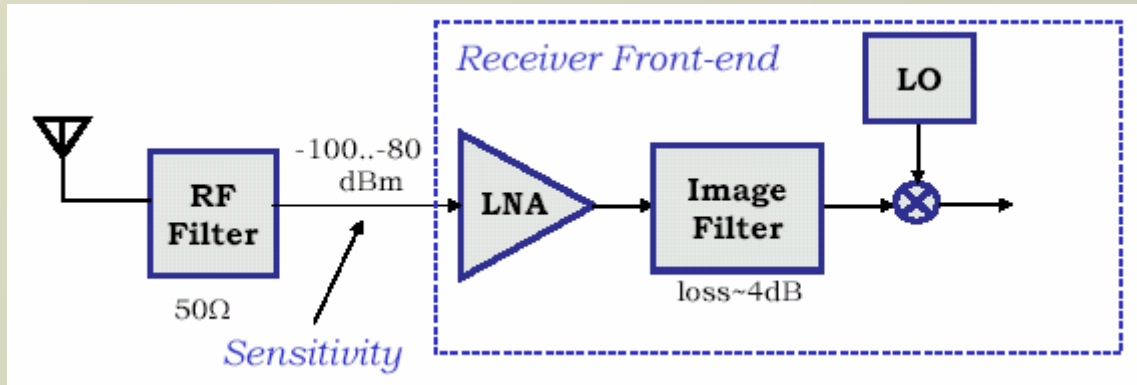
A composite image for the top half of the slide. On the left, there is a stack of white papers with a blue tint. On the right, there is a close-up of a clock face with a purple and blue tint. A black rectangular border frames the central text.

Κεφάλαιο 5

A composite image for the bottom half of the slide. On the left, there is a stack of white papers with a green tint. On the right, there is a close-up of a clock face with a yellow and orange tint. A black rectangular border frames the central text.

Ενισχυτές Χαμηλού Θορύβου (LNA)

Βασικές παράμετροι των Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου.



Τυπικά χαρακτηριστικά των LNA για ετερόδυνες αρχιτεκτονικές

NF (εικόνα θορύβου)	2 dB
IIP ₃	-10 dBm
Απολαβή	15 dB
Εμπέδηση εισόδου και εξόδου	50 Ω
Απώλειες επιστροφής εισόδου και εξόδου	-15 dB
Ανάστροφη Απομόνωση	20 dB
Παράγοντας σταθεροποίησης	> 1



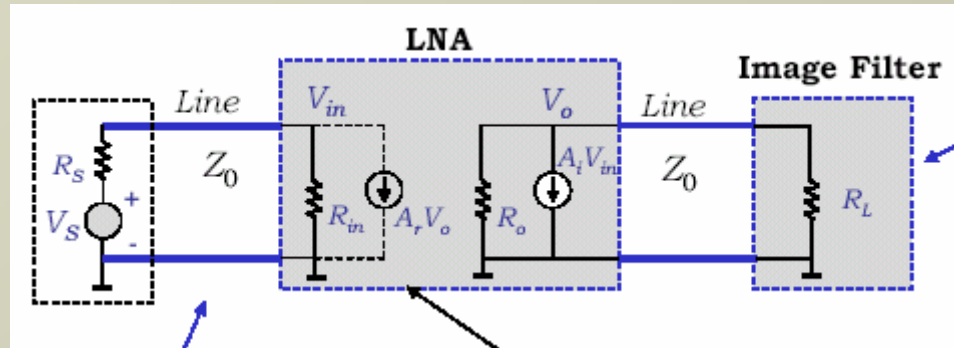
Εικόνα Θορύβου

$$NF_{tot} = NF_{LNA} + \frac{NF_{other} - 1}{G_{LNA}}$$

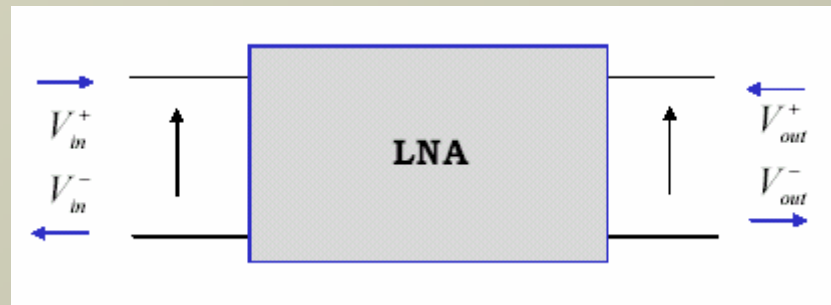
IIP3

$$\frac{1}{IIP_{3,tot}} = \frac{1}{IIP_{3,LNA}} + \frac{G_{LNA}}{IIP_{3,other}}$$

Προσαρμογή Ισχύος



S παράμετροι



$$\begin{aligned} V_{in}^- &= S_{11}V_{in}^+ + S_{12}V_{out}^+ \\ V_{out}^- &= S_{21}V_{in}^+ + S_{22}V_{out}^+ \end{aligned}$$

Απώλειες επιστροφής

$$RL = 20 \log |S_{11}|$$



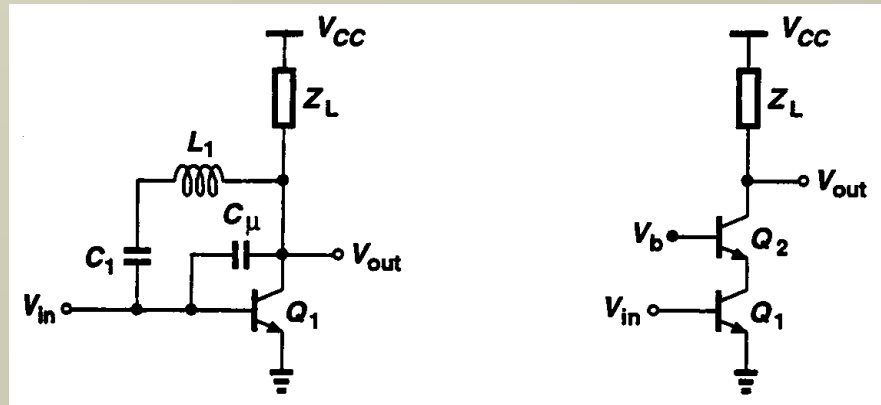
Παράγοντας Σταθεροποίησης

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}||S_{12}|}$$

Όπου $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

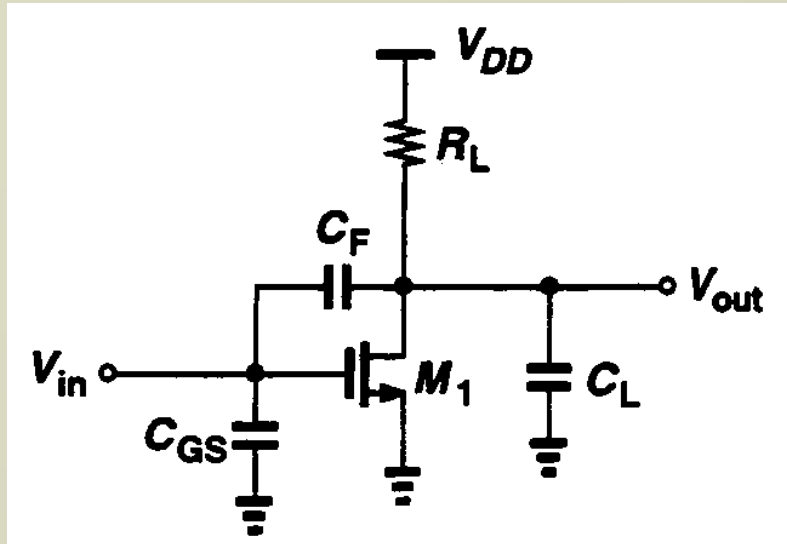
Το κύκλωμα είναι σταθερό χωρίς περιορισμούς, αν $K > 1$ και $\Delta < 1$.

Κυκλώματα μείωσης της ανάδρασης.



Προσαρμογή Εισόδου.

Βαθμίδα κοινής πηγής.



Παραλείποντας την C_{GS} υπολογίζουμε:

$$\Re\{Y_{in}\} = R_L C_F \omega^2 \frac{C_F + g_m R_L (C_L + C_F)}{R_L^2 (C_L + C_F)^2 \omega^2 + 1}$$

$$\Im\{Y_{in}\} = C_F \omega \frac{R_L^2 C_L (C_L + C_F) \omega^2 + 1 + g_m R_L}{R_L^2 (C_L + C_F)^2 \omega^2 + 1}$$

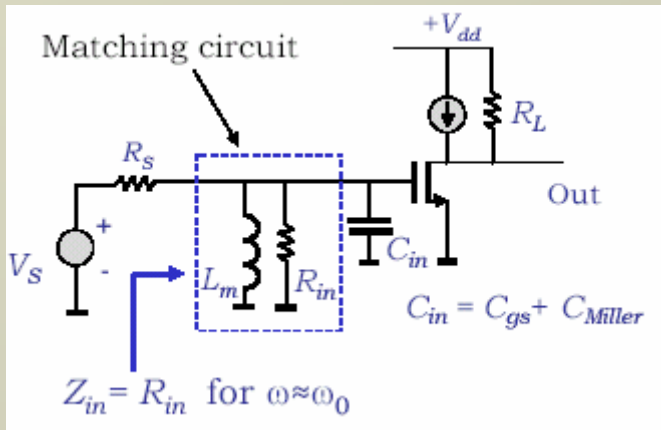
Αν $g_m R_L \gg 1$, $C_L \gg C_F$, και $\omega = 1/(R_L C_L)$, γράφουμε:

$$\Re\{Y_{in}\} = \frac{g_m C_F}{2 C_L}$$

$$\Im\{Y_{in}\} = C_F \omega \left(1 + \frac{g_m R_L}{2} \right)$$

Με κατάλληλη επιλογή των στοιχείων μπορούμε να επιτύχουμε αντίσταση εισόδου 50Ω .

Μειονέκτημα: Χαμηλή απολαβή σε Υ.Σ.



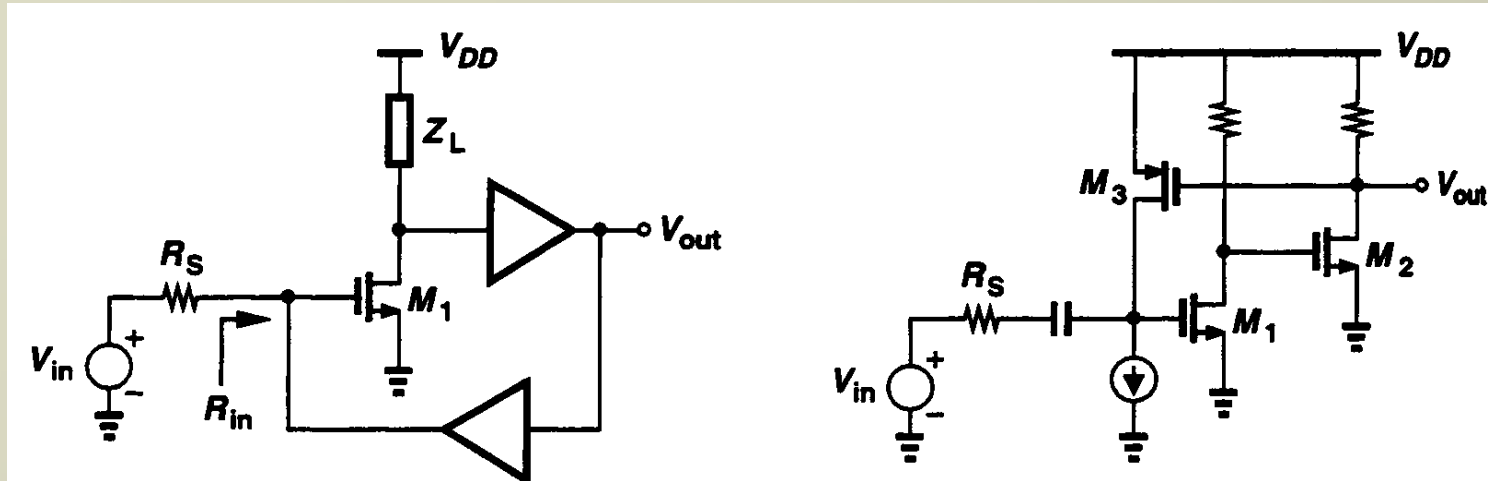
Χρησιμοποιώντας ωμική αντίσταση $R_{in}=50\Omega$ και εξωτερικό πηνίο για αντιστάθμιση της χωρητικότητας εισόδου, προσθέτουμε θόρυβο. Πράγματι:

$$NF = 1 + \frac{R_S}{R_{in}}$$

Η οποία για $R_{in}=R_S$ δίνει $NF=3dB$



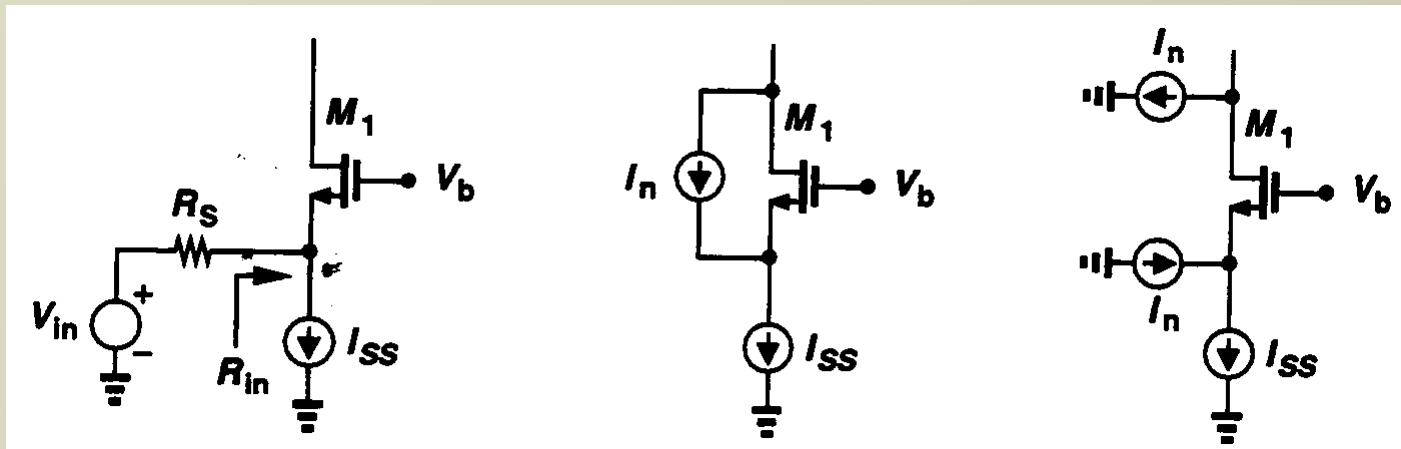
Κύκλωμα με αρνητική ανατροφοδότηση.



Μπορούμε να επιτύχουμε χαμηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου, με πραγματικό μέρος 50Ω .

- Προβλήματα:**
- Το σήμα που έρχεται από την έξοδο περιέχει σημαντικό ποσοστό θορύβου.
 - Η ολική ολίσθηση της φάσης εξαρτάται από τη συχνότητα και μπορεί να οδηγήσει σε ταλάντωση.





Μπορεί να σχεδιαστεί ώστε να εμφανίζει $R_{in}=1/(g_m+g_{mb})=50\Omega$.

Η χωρητικότητα εισόδου μπορεί να αντισταθμιστεί από εξωτερικό πηνίο.

Μειονέκτημα: Η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ δεν μπορεί να είναι όσοδήποτε μεγάλη, πράγμα που θέτει κατώτατο όριο στο NF.

Αν λάβουμε υπόψη μόνο το θερμικό θόρυβο του καναλιού του M1:
όπου $\gamma=2/3$

$$I_n^2 = 4kT\gamma g_m$$

$$\Rightarrow NF = 1 + \gamma$$

Για $\gamma=2/3 \Rightarrow NF=5/3=2.2\text{dB}$.

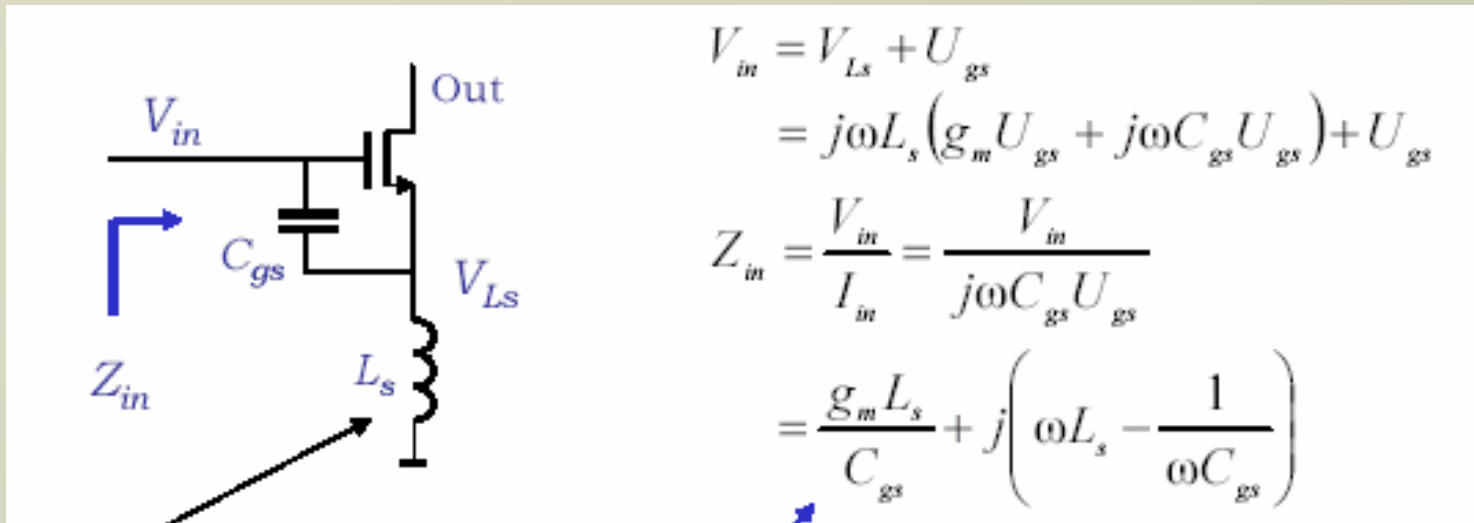
Αντίστοιχα στη συνδεσμολογία κοινής βάσης υπολογίζεται $NF=1.77\text{dB}$.

Σε υπομικρονικές τεχνολογίες $\gamma \gg 2/3$.



Κύκλωμα κοινής πηγής με εκφυλισμό της πηγής.

Παραλείποντας τις χωρητικότητες πύλης-εκροής και πηγής-υποστρώματος, έχουμε:

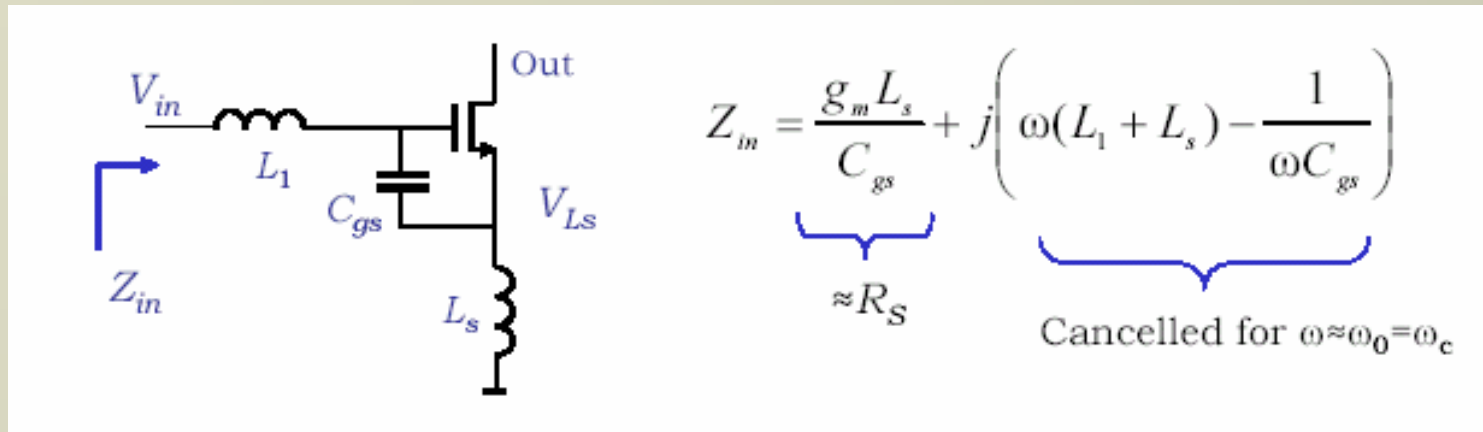


Επιλέγοντας κατάλληλα τα g_m , L_s , και C_{GS} μπορούμε να έχουμε το πραγματικό μέρος $= 50\Omega$ (χωρίς θερμικό θόρυβο).

Στην πραγματικότητα το φανταστικό μέρος μπορεί να μην είναι μηδέν στη συχνότητα λειτουργίας. Το πηνίο εκφυλισμού υποβιβάζει την ισοδύναμη διαγωγιμότητα και κάνει πιο σημαντικό το θόρυβο της επόμενης βαθμίδας.



Κύκλωμα κοινής πηγής με εκφυλισμό της πηγής (συνέχεια).



Η L_1 δίνει πρόσθετο βαθμό ελευθερίας.



Υπολογισμός της εικόνας θορύβου.

$$NF = \frac{S_{in} / N_{in}}{S_{out} / N_{out}} = \frac{S_{in}}{S_{out}} \times \frac{N_{dev,out} + GN_{in}}{N_{in}}$$

$$= \frac{N_{dev,out} + GN_{in}}{GN_{in}} = \frac{N_{dev,out}}{GN_{in}} + 1$$

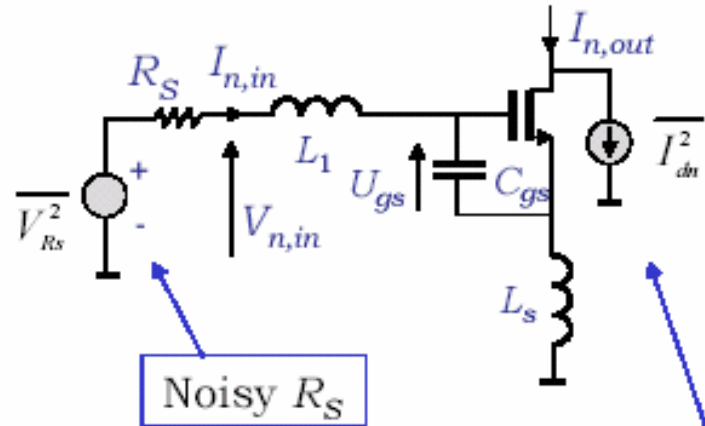
Power gain

$$N_{dev,out} = 4kT\gamma g_m, \quad N_{in} = V_{n,in}^2$$

As at resonant freq. $Z_{in} = R_S$, so
 $V_{n,in} = V_{Rs} / 2$ and $I_{n,in} = V_{Rs} / (2R_S)$

Next calculate gain: $G_m = I_{n,out} / V_{n,in}$,
 where $G_m^2 = G$

$$U_{gs} = I_{n,in} / (j\omega C_{gs}) \text{ and } I_{n,out} = g_m U_{gs}$$



$$G_m = \frac{g_m I_{n,in} / (j\omega C_{gs})}{V_{n,in}} = \frac{g_m}{R_S j\omega C_{gs}} \Big|_{\omega=\omega_0}$$

$$= \frac{g_m Q}{j}$$



$$NF = \frac{N_{dev,out}}{|G_m|^2 N_{in}} + 1 = \frac{4kT\gamma g_m}{g_m^2 Q^2 \cdot (4kTR_s)/4} + 1$$

$$NF = 1 + \frac{4\gamma}{g_m Q^2 R_s}$$

NF can be enhanced by Q or g_m
 R_s should be considered fixed
 (power matching), so cannot be
 optimized for NF

$$g_m Q^2 R_s = \frac{g_m R_s}{(R_s \omega_0 C_{gs})^2} \Big|_{R_s = g_m L_s / C_{gs}} = \frac{1}{L_s \omega_0^2 C_{gs}} \Big|_{\omega_0^2 = 1/(L_1 + L_s) C_{gs}} = \frac{L_1 + L_s}{L_s}$$

$$NF = 1 + \frac{4\gamma}{1 + L_1/L_s}$$

Flexible in design

Note: this estimates just the first stage
 noise, but it is a **dominant component**

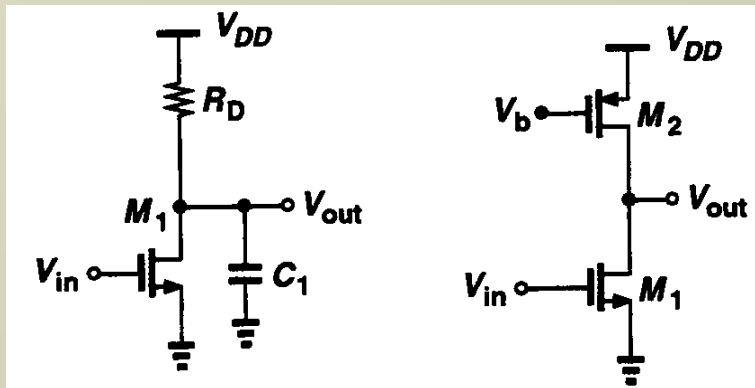


Κυκλώματα LNA σε τεχνολογία CMOS.

Γιατί υπομικρονικές τεχνολογίες, με κατάλληλη πόλωση, μπορεί να επιτευχθεί αποδεκτή στάθμη θορύβου των MOSFET. Γιατί εφαρμογές RF τα MOSFET είναι δυνατόν να εμφανίζουν καλύτερη γραμμικότητα από τα διπολικά.

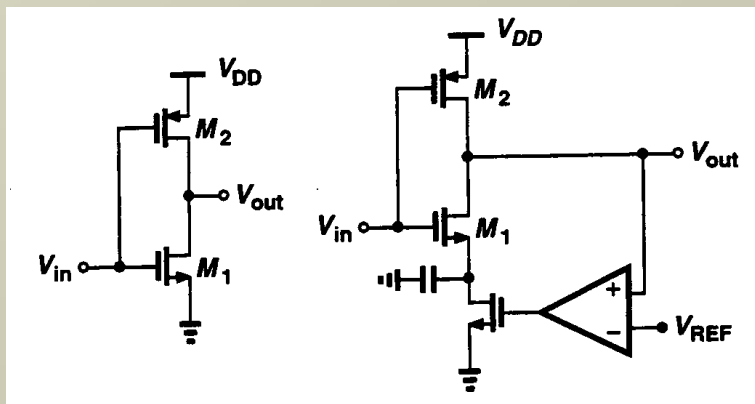
Βασικές τοπολογίες κοινής πηγής.

Λόγω της χαμηλής διαγωγιμότητας των MOSFET, η απολαβή τάσης είναι σχετικά μικρή, οπότε κυριαρχεί ο θόρυβος της R_D και της επόμενης βαθμίδας.



Αντικαθιστούμε το φόρτο από πηγή ρεύματος, M_2 . Αν η αντίσταση εξόδου του M_2 είναι αρκετά μεγάλη, η απολαβή του κυκλώματος γίνεται: $\sim g_{m1}/j\omega C_1$. Η πηγή ρεύματος συνεισφέρει επίσης θόρυβο.

Ο ολικός ανηγμένος στην είσοδο θόρυβος μειώνεται αν και το M_2 κάνει ενίσχυση του σήματος.



Το κύκλωμα ανατροφοδότησης χρησιμοποιείται για τη σταθεροποίηση του ρεύματος πόλωσης. Η ολική διαγωγιμότητα γίνεται: $g_{m1} + g_{m2}$, αλλά το κύκλωμα εμφανίζει μεγάλη αντίσταση εισόδου.

Θα πρέπει να προστεθεί μία βαθμίδα εξόδου για να επιτύχουμε αντίσταση εξόδου $= 50\Omega$. Η τοπολογία ακολουθητή πηγής επιτυγχάνει πολύ μικρότερη απολαβή τάσης από την τοπολογία κοινής πηγής.



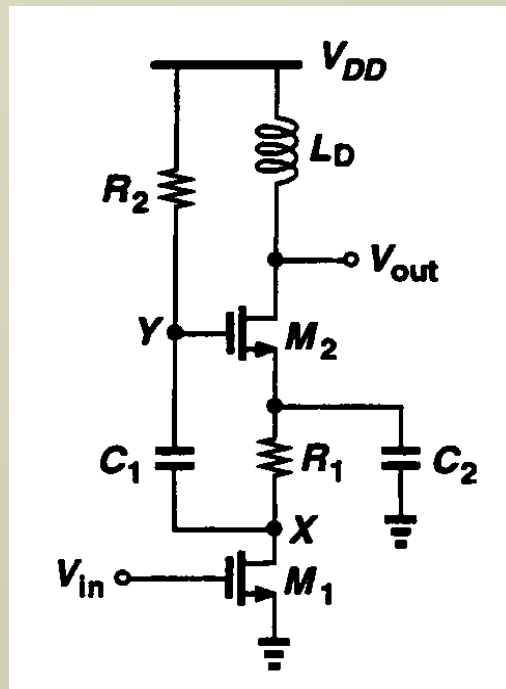
Τοπολογία κοινής πηγής με εκφυλισμό της πηγής.

Το τρανζίστορ κοινής πύλης M_2 αυξάνει την ανάστροφη απομόνωση του LNA και έτσι:

- μειώνει τη διαρροή του τοπικού ταλαντωτή που προέρχεται από τον μίκτη που ακολουθεί
- σταθεροποιεί το κύκλωμα εμποδίζοντας την ανάδραση από την έξοδο στην είσοδο.

Χρειάζεται ακόμη μία βαθμίδα για προσαρμογή της εξόδου στα 50Ω .

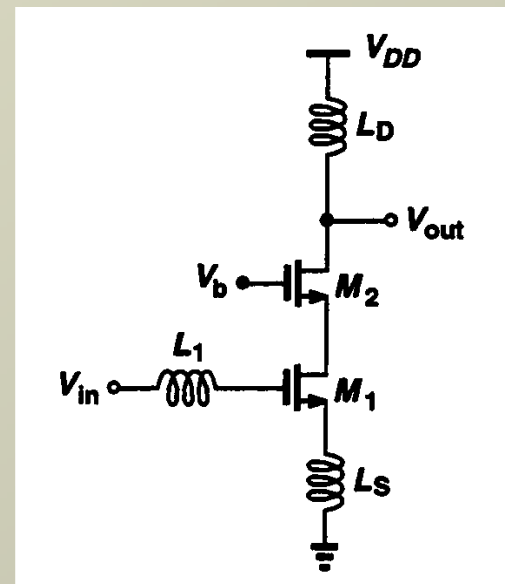
Τοπολογία κοινής πηγής δύο βαθμίδων.

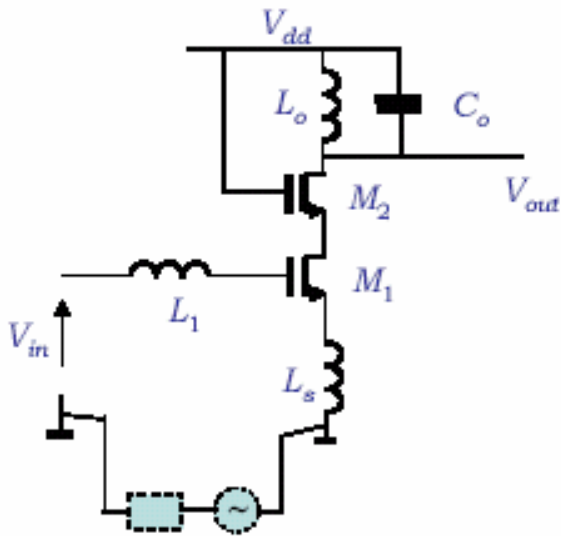


Το M_1 και το M_2 λειτουργούν σαν διατάξεις κοινής πηγής, που πολώνονται με το ίδιο ρεύμα.

Το σήμα που ενισχύεται από το M_1 φτάνει στην πύλη του M_2 μέσω του C_1 , ενώ η πηγή του M_2 γειώνεται μέσω του C_2 .

- Μειωμένη κατανάλωση ισχύος λόγω της επαναχρησιμοποίησης του ρεύματος πόλωσης.
- Μείωση της απολαβής Y_S στα X και Y λόγω παρασιτικών χωρητικοτήτων της C_1 .



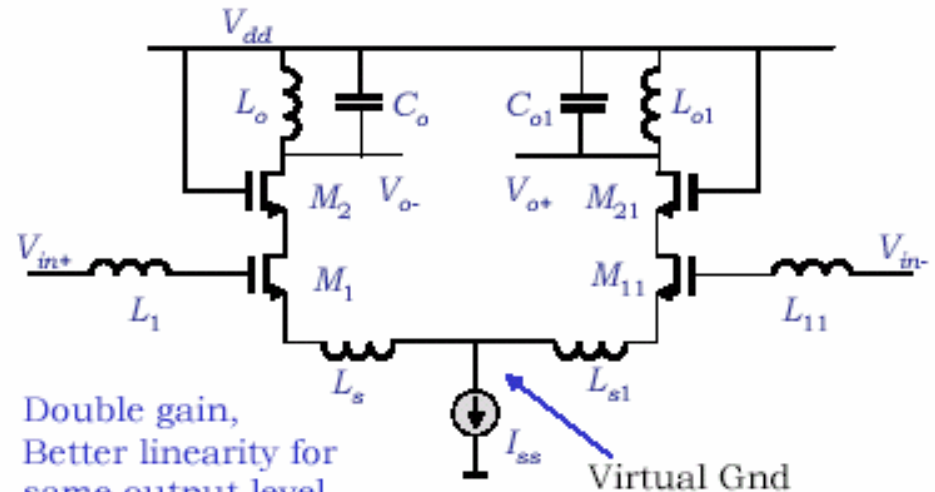


Differential circuit avoids parasitics in ground loop and modulation by other stages. Also common mode disturbances are rejected due to symmetry.

Input stage: CS with degenerated source

Second stage CG: provides high voltage gain due to high impedance load (C_o is basically parasitic)

Matching at output (high impedance) calls usually for an extra buffer



Double gain,
Better linearity for same output level,
Double power losses,
Double area,
Higher NF!
... but useful

Virtual Gnd

Υπολογισμός της απολαβής.

Transconductance
of CS stage

V/I gain of the CG stage

$$\begin{aligned} A_v &= G_m \cdot A_{I,CG} \cdot (j\omega_0 L_o \parallel 1/j\omega_0 C_o) \\ &= -jg_m Q \cdot 1 \cdot \frac{j\omega_0 L_o}{1 - \omega_0^2 L_o C_o} = g_m \frac{1}{R_s \omega_0 C_{gs}} \cdot \frac{\omega_0 L_o}{1 - \omega_0^2 L_o C_o} \\ &= \frac{1}{\omega_0 L_s} \cdot \frac{\omega_0 L_o}{1 - \omega_0^2 L_o C_o} \quad \text{where } \omega_0 = \omega_c \end{aligned}$$

Missing is resistance seen
from the output node,
no such peaking in practice !

Υπολογισμός της ισχύος.

$$P \propto \frac{L^2}{\mu} \cdot \frac{R_s^2}{\omega_0^2} \cdot \frac{1}{L_s^3 (1 + L_1/L_s)}$$

Technology
channel length,
mobility

RF standard,
50 Ohm, carrier
frequency

Circuit
parameters

Power scales with
square feature

L_1, L_s high - good for
power and NF !

