



**UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA**



DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA BIOMEDICA

**STUDIO E SIMULAZIONE DI UN EGOFET PER RILEVARE E
AMPLIFICARE L'ATTIVITÀ ELETTRICA CELLULARE**

Relatore: Prof. Andrea Cester

Laureando: Nicolò Bevilacqua

Correlatore: Dott. Nicolò Lago

ANNO ACCADEMICO 2022 – 2023

Data di laurea 21 marzo 2023

INDICE:

Introduzione.....	3
Capitolo 1: Cenni riguardanti i MOSFET	
1.1 Composizione di un MOSFET.....	4
1.2 Principi di funzionamento.....	5
1.3 Caratteristica di uscita.....	6
1.4 Non idealità.....	8
1.5 Linearità.....	9
Capitolo 2: Dispositivo EGOFET	
2.1 Composizione di un EGOFET.....	10
2.2 Non idealità dell' EGOFET.....	11
2.3 Modello ai piccoli segnali.....	13
Capitolo 3: Configurazione a singolo transistor	
3.1 Caso substrato a massa e flottante.....	16
Capitolo 4: Configurazione a Source comune	
4.1 Caso substrato a massa.....	21
4.2 Caso substrato flottante.....	25
Capitolo 5: Configurazione a Source comune con resistenza al Source	
5.1 Prospettiva futura: Caso substrato a massa.....	28
5.2 Prospettiva futura: Caso substrato flottante.....	32
5.3 Prospettiva futura: Stabilizzazione del punto di polarizzazione.....	35

Capitolo 6: Parametri utilizzati nelle simulazioni.....	36
Conclusioni.....	38
Bibliografia.....	39

Introduzione

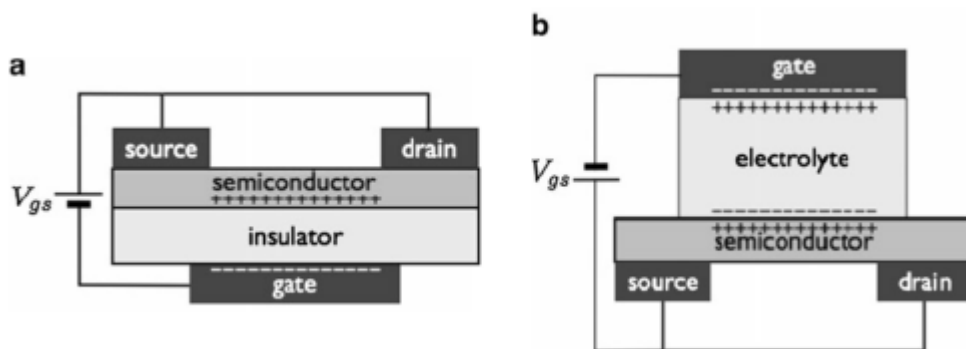
Oggi come non mai è diventato fondamentale lo studio dei segnali del corpo per diagnosticare, prevenire e curare patologie, poiché per ognuna di queste possono essere associati particolari impulsi bioelettrici.

A tale scopo, una nuova frontiera per il sensing dei segnali è rappresentata dai transistor organici, la cui differenza fondamentale rispetto ai transistor inorganici sta proprio nel semiconduttore che lo costituisce.

I primi sono costituiti da un semiconduttore organico, di solito un polimero con proprietà elettriche, mentre gli altri sono principalmente realizzati in silicio.

Esistono molte tipologie di O.T.F.T. (Organic Thin Film Transistor), il vantaggio principale sta nell'ottima biocompatibilità, permettendo una perfetta interfaccia con l'organismo, a cui si somma un minor costo di produzione.

Possiamo distinguere due principali tipologie di transistor organici: gli OFET (Organic Field Effect Transistor) e gli EGOFET (Electrolyte-Gate Organic Field Effect Transistor).



In Figura (a) viene presentato un esempio di OFET, mentre in Figura (b) riconosciamo l'EGOFET con l'elettrolita che separa gate e semiconduttore (Electrolytic Gated Organic Field-Effect Transistors for Application in Biosensors—A Review, Denjung Wang et al.)

Nei primi l'elettrodo di gate è separato dal semiconduttore da un isolante con tensioni di polarizzazione dell'ordine delle decine di volt; mentre nei secondi la separazione si ha per mezzo di un elettrolita, ciò permette il vantaggio di utilizzo in ambiente acquoso, come quello all'interno del corpo umano.

Un altro vantaggio della seconda tipologia sta nell'interfaccia elettrolita/semiconduttore, su cui si basa il funzionamento dell'EGOFET, questa genera quella che viene chiamata capacità del doppio strato elettronico, di cui accenneremo in seguito. Capacità che rende il dispositivo capace di lavorare a tensioni molto piccole, ideale per scopi di sensing, per cui in questa tesi viene elaborato un modello ai piccoli segnali allo scopo di testare l'uso dell'EGOFET come amplificatore di segnali.

L'obiettivo sarà quello di analizzare ed individuare i parametri che maggiormente ne influenzano il comportamento e valutarne il rapporto segnale rumore, per poi fare delle ipotesi di funzionamento ed eventuali aspetti da migliorare.

CAPITOLO 1: Cenni riguardanti i MOSFET

1.1 Composizione di un MOSFET

Per spiegare al meglio il principio di funzionamento dell'EGOFET, è bene riprendere quello di un normale MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor-Effect-Transistor), che si può schematizzare come un componente a tre terminale detti:

G: Gate

S: Source

D: Drain

Per ogni terminale associamo le loro correnti entranti e i loro potenziali:

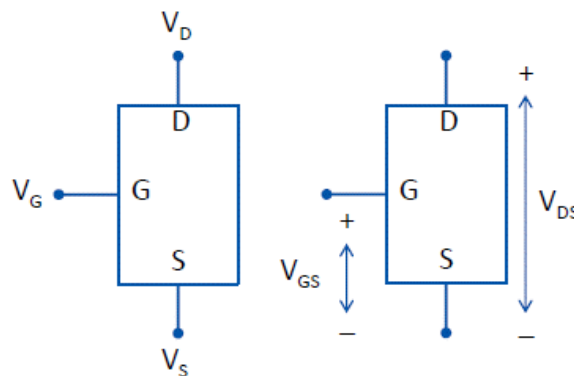


Figura 1.1: Rappresentazione di MOSFET tramite tripolo

Prendendo il potenziale di source come riferimento, si ricavano le tensioni V_{GS} e V_{DS} .

Per convenzione la corrente entrante dal gate è nulla, quindi per la legge di Kirchhoff delle correnti la corrente che entra dal drain è la stessa che entra dal source, ma di verso opposto, per questo tale corrente viene detta corrente drain-source I_{DS} .

Entrando più nel dettaglio il dispositivo è costituito dall'elettrodo di gate separato dal transistor con un isolante detto ossido di gate (SiO_2).

Il source e il drain consistono in due elettrodi all'interno del semiconduttore povero di elettroni, data la presenza di un elettrodo conduttivo separato da un semiconduttore, si ha la formazione di un condensatore a facce piane parallele.

Al di sotto del semiconduttore è presente il substrato, considerato come elettrodo supplementare dovuto al materiale di cui è costituito il MOSFET

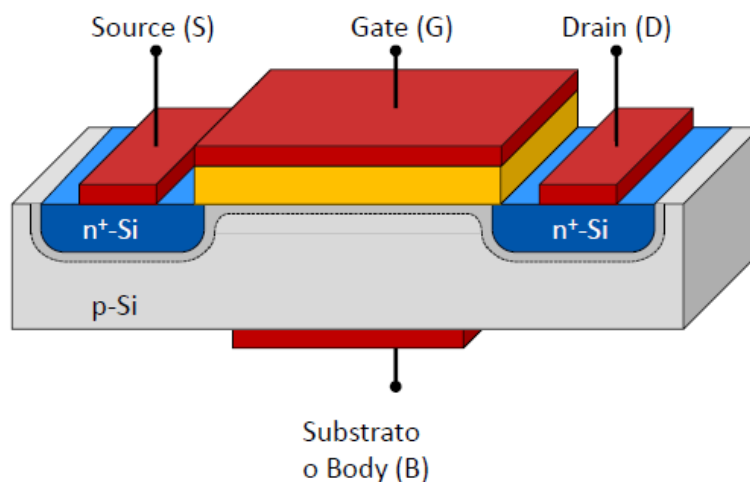


Figura 1.2: Struttura interna di un MOSFET

1.2 Principi di funzionamento

Nel momento in cui viene data tensione tra il Gate ed il Source (V_{GS}) si forma una certa carica nell'interfaccia tra gate e ossido di silicio, allo stesso modo si accumula carica anche all'interfaccia tra ossido e semiconduttore, questo porta alla formazione all'interno di quest'ultimo di un canale conduttivo, assimilabile ad una resistenza.

La formazione del canale avviene nel momento in cui viene accumulata una carica sufficiente quando la tensione al Gate raggiunge una certa tensione di soglia, se poi viene applicata una differenza di potenziale tra il Drain ed il Source, il dispositivo inizia a condurre corrente.

I MOSFET, a seconda dei segni delle tensioni applicate, si dividono in due gruppi:

- N-MOSFET: in cui si forma un canale di elettroni, le tensioni V_{GS} e V_{DS} sono positive con la corrente positiva quando va dal drain al source.
- P-MOSFET: in cui si forma un canale di lacune, le tensioni V_{GS} e V_{DS} sono negative con la corrente è positiva quando va dal source al drain.

Se il MOSFET non conduce viene detto in **regime di interdizione**, in questo caso il dispositivo è spento, il che vuol dire che la tensione V_{GS} , che sia positiva o negativa, non è sufficiente per portare alla formazione del canale conduttivo all'interno del semiconduttore.

Per mandare in conduzione un N-MOSFET sarà necessario che la V_{GS} sia maggiore di una certa tensione di soglia (V_{TN}) positiva, mentre per un P-MOSFET la tensione V_{GS} dovrà essere minore di una tensione di soglia (V_{TP}) negativa.

La corrente che si genera può assumere un diverso valore a seconda delle tensioni che vengono applicate al transistor.

In particolare riconosciamo la presenza, per entrambi i gruppi N e P, di due zone di funzionamento:

- **Zona lineare:** dove la corrente dipende dalla differenza tra V_{GS} e V_T , dipendendo linearmente da V_{DS} secondo la formula:

$$I_{DS} = k(V_{GS} - V_T - V_{DS}/2)V_{DS}$$

- **Zona di saturazione:** in cui la corrente non dipende dalla V_{DS} applicata e assume un andamento costante, ciò avviene nel momento in cui la V_{DS} supera un valore pari a $V_{GS} - V_T$, secondo la formula:

$$I_{DS} = \frac{k}{2}(V_{GS} - V_T)^2$$

Con k: costante che dipende dal dispositivo

1.3 Caratteristica di uscita

Definiamo come **caratteristica di uscita** il grafico che mette a confronto la I_{DS} con la V_{DS} e riportiamo l'andamento della corrente nei due gruppi di MOSFET:

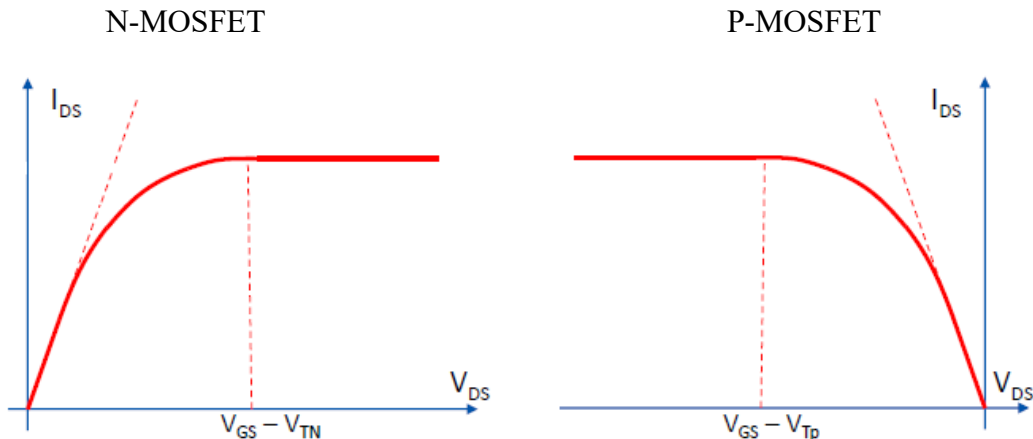


Figura 1.3: Caratteristica di uscita di N e P-MOSFET

La costante k dipende sia dall'entità della capacità che si crea tra il gate ed il semiconduttore e le dimensioni del canale, secondo la seguente formula:

$$k = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L}$$

Dove:

W : larghezza del canale conduttivo

L : lunghezza del canale conduttivo

μ_n : mobilità trasversale del semiconduttore

C_{OX} : è la capacità dell'ossido di gate (SiO_2), che si ricava a sua volta dalla seguente formula:

$$C_{OX} = \frac{\epsilon_{OX}}{t_{OX}}$$

Dove ϵ_{OX}, t_{OX} : sono, rispettivamente, la costante dielettrica dell'ossido di gate ed il suo spessore.

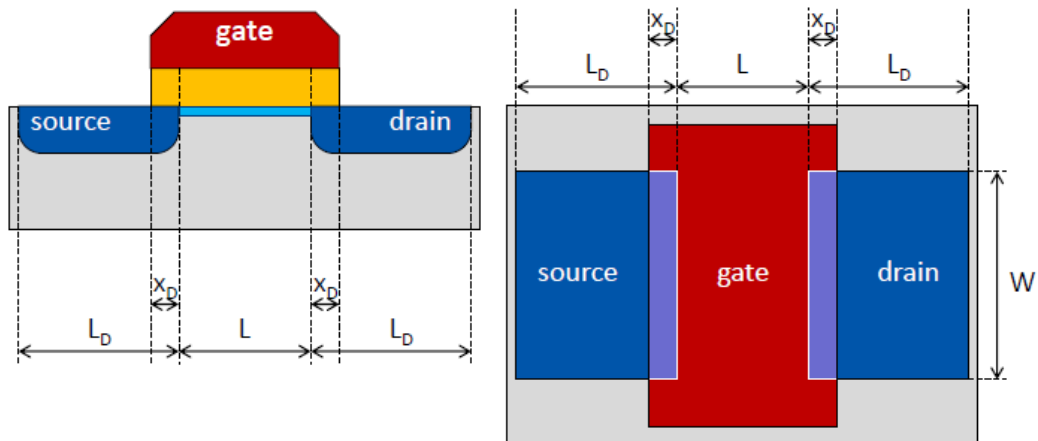


Figura 1.4: Proiezioni della struttura del MOSFET

Il fatto che in saturazione la corrente rimanga costante è dovuto all'aumento della tensione V_{DS} , che provoca il restringimento del canale in prossimità dell'elettrodo di drain.

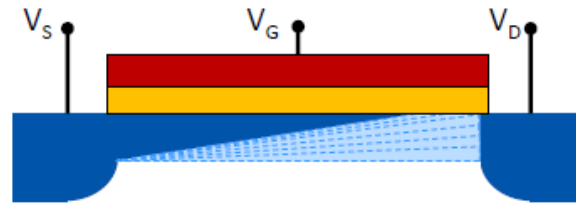


Figura 1.5: Effetto di restringimento del canale

Trascurando l'effetto della modulazione della lunghezza di canale, il MOSFET al modello ai piccoli segnali può essere approssimato ad un generatore di corrente g_m pilotato in tensione.

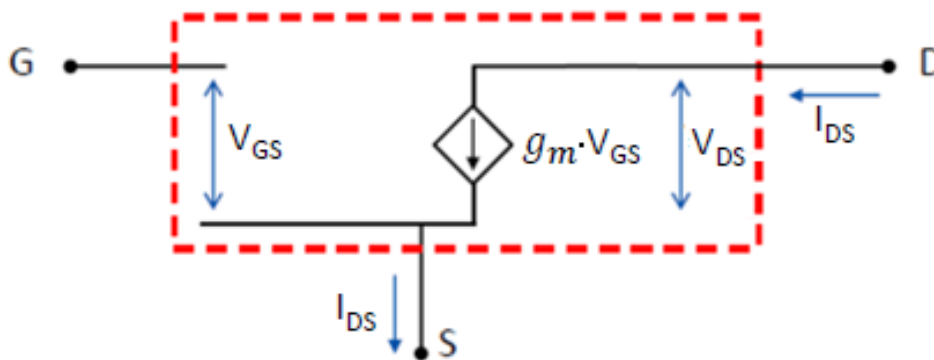


Figura 1.6: Modello ai piccoli segnali

1.4 Non idealità del MOSFET

Nella pratica, il modello in Figura 1.6 può essere utilizzato solo per segnali relativamente a bassa frequenza. Di fatto, diverse componenti parassite influiscono sul funzionamento del dispositivo, specialmente ad alte frequenze.

Il modello iniziale, rappresentato in Figura 1.7, viene arricchito come segue:

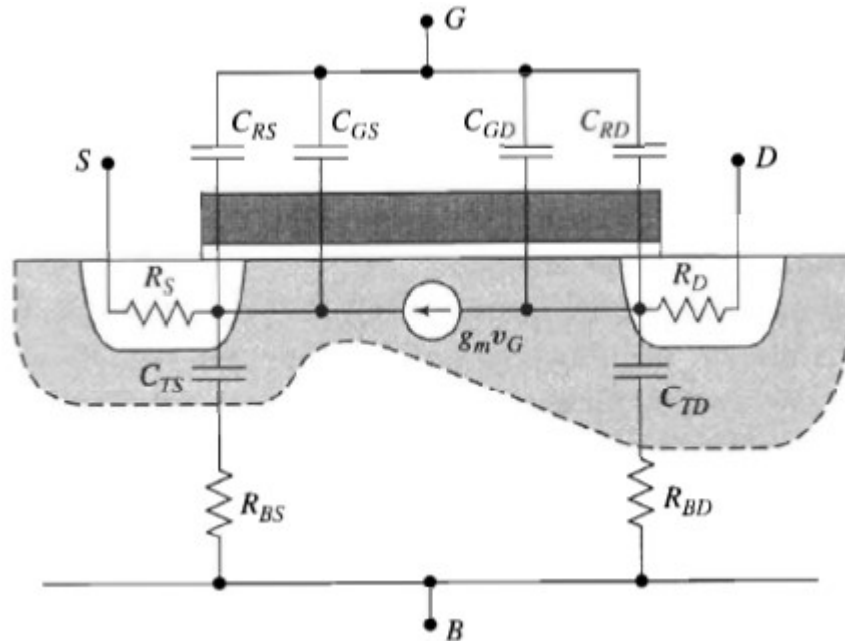


Figura 1.7: Modello ai piccoli segnali con l'aggiunta degli effetti parassiti
(Device Electronics for Integrated Circuits - Richard S. Muller et al)

Si nota appunto la presenza di:

- C_{GS} , C_{GD} : sono le capacità intrinseche del transistor e rappresentano la capacità che si crea tra il gate ed il canale conduttivo.
- C_{RS} , C_{RD} : vengono dette capacità di overlap, sono dovute al fatto che il gate e l'ossido di gate non siano perfettamente al di sopra del canale, ma si sovrappongono parzialmente agli elettrodi di gate e source, portando quindi alla formazione di due ulteriori condensatori.
- R_S , R_D : sono, rispettivamente, le resistenze del materiale di cui sono formati gli elettrodi di source e drain.
- R_{BS} , R_{BD} : tengono conto della resistenza del substrato.
- C_{TS} , C_{TD} : sono le capacità che si forma tra l'elettrodo del substrato e gli elettrodi di drain e source.
- g_m : è la transconduttanza del MOSFET, ricavata dalla seguente formula:

$$g_m = \frac{2 I_{DS}}{(V_{GS} - V_T)}$$

Nel caso in cui il MOSFET lavori in zona lineare le capacità intrinseche C_{GS} , C_{GD} presentano entrambe il valore: $(C_{OX} W L)/2$, in cui W, L sono rispettivamente la larghezza e la lunghezza del canale del MOSFET, mentre C_{OX} è la capacità dello strato di ossido isolante (SiO_2).

Quando però il dispositivo passa nello stato di saturazione, il fenomeno di restringimento del canale, citato in precedenza, fa sì che le capacità C_{GS} , C_{GD} assumano rispettivamente i valori: $2/3 \cdot (C_{OX} W L)$ e 0 circa, in quanto il canale non è più presente nella regione prossima al drain.

1.5 Linearità

L'ultimo concetto necessario per spiegare a pieno il funzionamento e la struttura dell'EGOFET preso in esame successivamente, è la **linearità**.

Definiamo come guadagno di un circuito elettrico il rapporto tra grandezza di uscita e grandezza di ingresso (tensioni o correnti), indicato con A potrà essere:

- $A > 1$: il mio circuito amplifica
- $0 < A < 1$: il circuito attenua
- $-1 < A < 0$: il circuito attenua ed inverte il segnale
- $A < -1$: il circuito amplifica ed inverte il segnale

In alcuni sistemi il guadagno può essere una funzione che dipende dal segnale di ingresso ed assumere diversi valori a seconda di quest'ultimo, in questo caso si dice che il guadagno non sia lineare e che il mio circuito distorca il segnale di ingresso.

Viceversa nel caso in cui il guadagno di un circuito sia indipendente dal segnale in ingresso, si dice che il guadagno è lineare.

L'idea è quindi quella di far lavorare il circuito in un punto detto **Punto Operativo** che si trova nella porzione lineare del mio guadagno.

In questo modo la grandezza di uscita V_{OUT} e la grandezza di ingresso V_{IN} dipendono linearmente ed il guadagno può essere ricavato dalla seguente formula:

$$A = \frac{d V_{OUT}}{d V_{IN}}$$

Fatta questa premessa, se si considera il MOSFET come circuito, considerando come tensione di ingresso la V_{GS} e di uscita V_{DS} , notiamo dal grafico in Figura 1.8 che il rapporto tra le due acquisisce un andamento lineare proprio quando il dispositivo sta nella zona di saturazione.

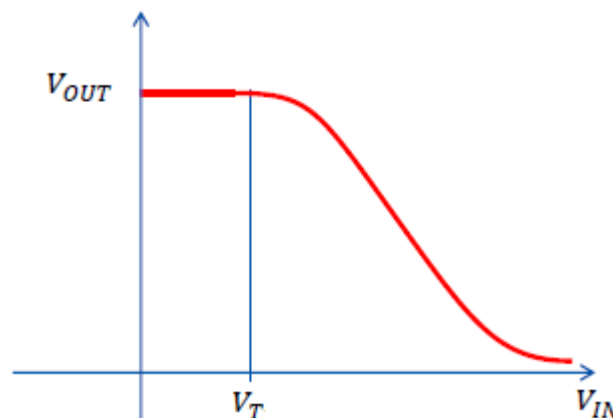


Figura 1.8: Risposta del transistor al variare della tensione V_{GS}

Di conseguenza anche per l'EGOFET andremo a considerare sempre il funzionamento in saturazione ovvero quando la $V_{DS} > V_{GS} - V_T$.

CAPITOLO 2: Dispositivo EGOFET

2.1 Composizione di un EGOFET

L'EGOFET, a differenza di un normale MOSFET, è costituito da un semiconduttore organico in cui al suo interno sono presenti gli elettrodi di drain e source, sia elettrodi che semiconduttore poggiano su di un substrato isolante, spesso ossido di silicio SiO_2 .

Sotto è presente il substrato isolante, mentre al di sopra del semiconduttore è posto un elettrolita, nel nostro caso una goccia d'acqua, che si collega all'elettrodo di gate.

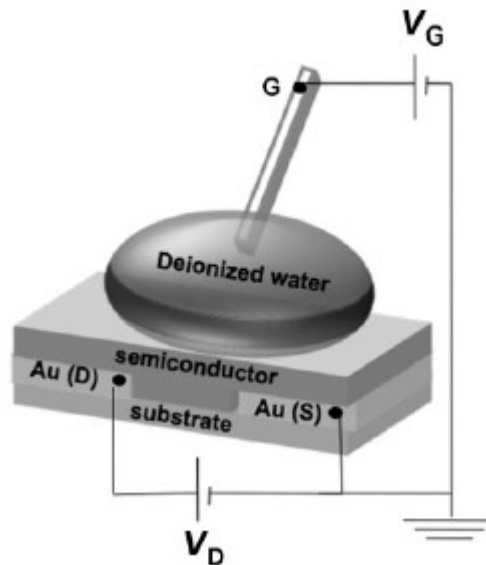


Figura 2.1: Esempio di un EGOFET

Nel caso di un EGOFET il condensatore piano, al gate, è dovuto alla capacità che si genera nell'interfaccia elettrolita-semiconduttore.

Questa capacità si forma a seguito dell'interfacciamento di due fasi diverse, come quella tra elettrolita e semiconduttore organico, ciò provoca la formazione di quello che viene chiamato **Doppio Strato Elettronico (EDL)**, schematizzato dal modello di Gouy-Chapman and Stern.

Ciò dà luogo ad una separazione di cariche che induce la formazione di una capacità, il cui valore è molto alto dell'ordine dei $\mu\text{F} \cdot \text{cm}^{-2}$, permettendo così il funzionamento del dispositivo con valori di tensione molto bassi, intorno alle centinaia di millivolt.

Questa cosa è fondamentale quando, appunto, ci si interessa di captare segnali provenienti, per esempio, dai potenziali d'azione delle cellule (circa 100 mV).

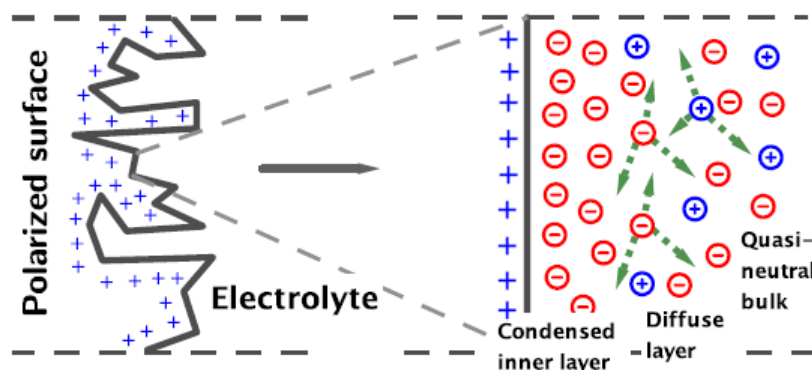


Figura 2.2: Doppio Strato Elettronico

2.2 Non idealità dell'EGOFET

Nel complesso possiamo schematizzare il dispositivo come segue, andando a tenere conto, anche in questo caso, delle componenti parassite.

Visto lo scopo, ovvero l'utilizzo dell'EGOFET come amplificatore, il modello sotto riportato in Figura 2.3 tiene già conto che il dispositivo sarà utilizzato in zona di saturazione:

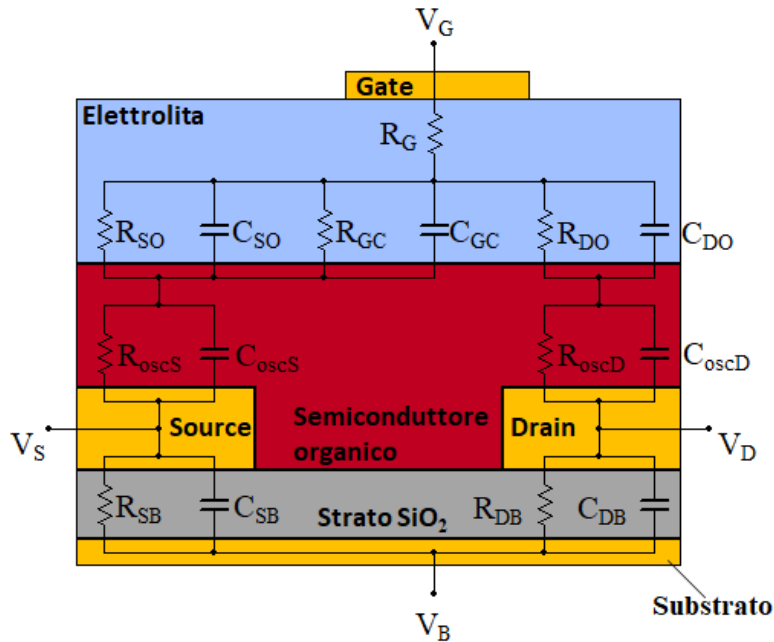


Figura 2.3: Schema interno di un EGO-FET con componenti parassite

Andando per ordine la R_G corrisponde alla resistenza della soluzione elettrolitica (assunta tra i 0-10 k Ω), dipende dall'accoppiamento del generatore di segnale, in questo caso il potenziale d'azione cellulare, ed il semiconduttore organico.

Possiamo definire due casi in cui:

- La cellula, all'interno della soluzione, è a stretto contatto con il semiconduttore, portando la R_G ad essere molto bassa tendente a 0 Ω .
- Se la cellula non fosse completamente accoppiata con il semiconduttore, ciò comporta a tener conto di R_G .

C_{GC} è la capacità tra soluzione e canale conduttivo ed è data dalla capacità di double layer secondo la formula:

$$C_{GC} = C_{dl} \frac{W}{L}$$

Con C_{dl} capacità di double layer, mentre W e L sono le dimensioni del canale conduttivo.

R_{GC} corrisponde alla resistenza di trasferimento di carica; insieme alla C_{GC} , risente dell'effetto del restringimento del canale all'interno del semiconduttore organico.

Causandone così un'alterazione dei valori secondo le seguenti formule:

$$C_{GC} = \frac{2}{3} C_{dl} \frac{W}{L} ; R_{GC} = \frac{3}{2} R_{GC}$$

C_{DO} e C_{SO} sono capacità di overlap che si originano dal fatto che l'elettrolita non può essere confinato nella regione di canale (soprattutto su elettrodi interdigitali), ricoprendo interamente anche gli elettrodi di source e drain.

R_{SO} e R_{DO} sono le resistenze di trasporto tra semiconduttore e, rispettivamente, source e drain.

C_{oscS} e C_{oscD} tengono conto della capacità geometrica del semiconduttore tra gli elettrodi e la soluzione, in parallelo a queste troviamo R_{oscS} ed R_{oscD} che corrispondono alla resistenza del materiale semiconduttivo.

Concludiamo il tutto con R_{DB} e C_{DB} che sono, rispettivamente, la resistenza e la capacità tra il terminale di drain ed il substrato; lo stesso discorso vale per R_{SB} e C_{SB} , ma per quanto riguarda il source.

2.3 Modello ai piccoli segnali

Per permettere una miglior rappresentazione del circuito ai piccoli segnali dell'EGOFET, definiamo le impedenze Z_{GS} , Z_{GD} , Z_{SB} e Z_{DB} , come rappresentato in Figura 2.4.

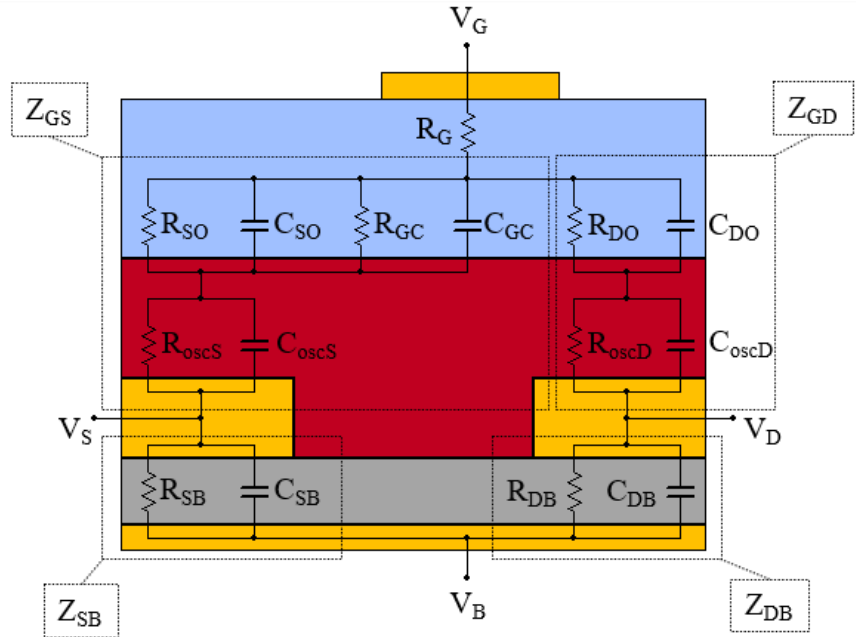


Figura 2.4: Impedenze interne di un EGO-FET

Si può andare a ricavare il modello ai piccoli segnali per l'EGOFET, andando a considerare tutti i generatori DC a massa, ottenendo il seguente schema circuitale:

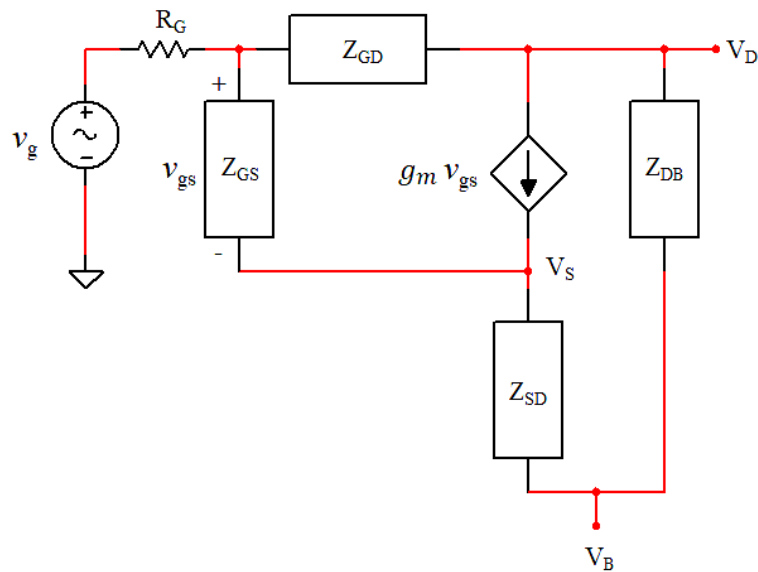


Figura 2.5: Modello ai piccoli segnali di un EGO-FET

Le impedenze sono ricavate dai seguenti calcoli:

$$Z_{DB} = \frac{R_{DB}}{1 + j \omega R_{DB} C_{DB}}$$

$$Z_{SB} = \frac{R_{SB}}{1 + j \omega R_{SB} C_{SB}}$$

$$Z_{GS} = \frac{R_{SO} R_{GC}}{(R_{SO} + R_{GC}) + j \omega R_{SO} R_{GC} (C_{SO} + C_{GC})} + \frac{R_{oscs}}{1 + j \omega R_{oscs} C_{oscs}}$$

$$Z_{GD} = \frac{R_{DO}}{1 + j \omega R_{DO} C_{DO}} + \frac{R_{oscd}}{1 + j \omega R_{oscd} C_{oscd}}$$

Mentre la transconduttanza g_m dipende dal punto di polarizzazione e viene ricavata dalla seguente formula:

$$g_m = - \frac{2 I_{DS}}{(V_{GS} - V_T)}$$

Il segno negativo è dovuto al fatto che gli EGOFET tipicamente sono di tipo P, quindi per ottenere una transconduttanza negativa è necessario cambiare il segno.

A sua volta la corrente I_{DS} viene calcolata tenendo conto che il dispositivo viene utilizzato in zona di saturazione, la corrente sarà quindi data dalla seguente formula:

$$I_{DS} = \frac{1}{2} C_{DL} \mu_{FET} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$$

In cui C_{DL} corrisponde alla capacità del doppio strato elettronico, μ_{FET} è la mobilità trasversale del semiconduttore, mentre W e L sono le dimensioni del canale conduttivo.

Volendo fare un'analogia con un normale transistor, si può notare come le formule della corrente siano uguali, infatti il coefficiente k utilizzato nel MOSFET per trovare la corrente, in questo caso è corrisponde a:

$$k = C_{DL} \mu_{FET} \frac{W}{L}$$

Attraverso il modello in Figura 2.5 sarà possibile verificare la funzionalità di questo dispositivo come amplificatore di segnali organici, a tale scopo vengono proposte le seguenti configurazioni:

- Configurazione ad amplificatore di transconduttanza
- Configurazione a Source comune
- Configurazione Source comune con resistenza al source, come prospettiva futura

Dove nel primo caso si andrà a guardare il valore di I_{DS} , mentre negli altri due ci si soffermerà sul valore di tensione in uscita dal drain.

Per ogni configurazione vengono considerati due casi: il primo in cui il substrato è collegato a massa ed il secondo in cui consideriamo il substrato flottante, quest'ultimo comporterà che le impedenze Z_{SB} e Z_{DB} siano in serie tra di loro.

Nei vari casi vengono valutati i parametri che maggiormente influiscono sulla funzionalità del dispositivo, il rapporto segnale rumore e la risposta in frequenza del dispositivo al fine di garantirne la validità per scopi di sensing.

Nelle prove verrà utilizzato il segnale Hodgkin-Huxley: corrispondente ad un potenziale d'azione proveniente dall'assone di un calamaro gigante, con frequenza di campionamento di 200 kHz, riportato in Figura 2.6.

Successivamente verrà utilizzato lo stesso segnale, ma con una frequenza di campionamento maggiore (10 MHz) in modo da vedere come risponde il rapporto segnale rumore, a tale scopo, in entrambe le prove, ai miei segnali di ingresso viene applicato un rumore gaussiano tale che SNR iniziale è 10 per assunzione.

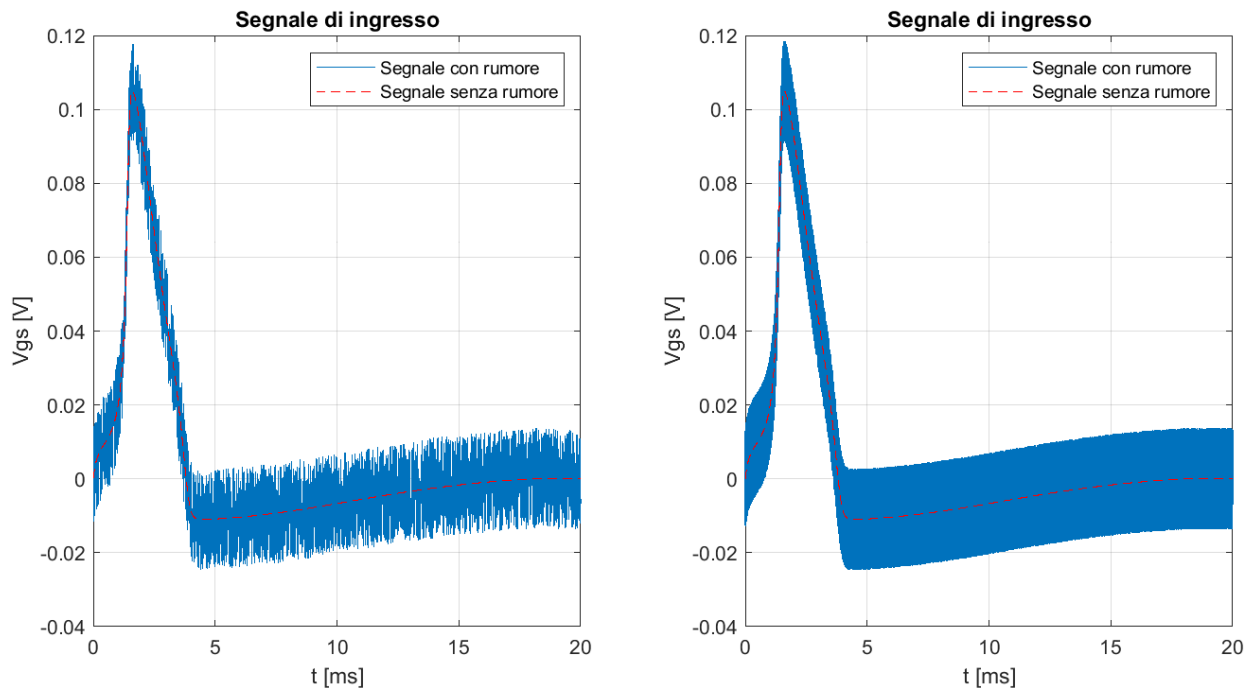


Figura 2.6: A sinistra viene rappresentato il segnale Hodgkin-Huxley ad una frequenza di campionamento di 200 kHz, mentre a destra viene rappresentato il segnale ad una frequenza di campionamento di 10 MHz.

Capitolo 3: Configurazione ad amplificatore di transconduttanza

3.1 Caso substrato a massa e flottante

Nella configurazione come amplificatore di transconduttanza ciò che ci interessa è vedere quale sarà il valore di corrente quando il transistor è in conduzione; per far ciò viene ricavato il guadagno di transconduttanza G_m .

Si è poi notato che indipendentemente dal substrato le funzioni di trasferimento nei due casi (substrato a massa e substrato flottante) coincidono, questo perché entrambe le configurazioni presentano source e drain posti ad un potenziale costante, questo fa sì che le impedenze Z_{DB} e Z_{SB} siano cortocircuitate durante l'analisi al piccolo segnale.

Infatti nel caso con substrato a massa il cortocircuito avviene per ognuna di esse, mentre nell'altro caso viene cortocircuitata la serie delle due impedenze, riconducendo, in entrambi i casi, il circuito alla seguente configurazione:

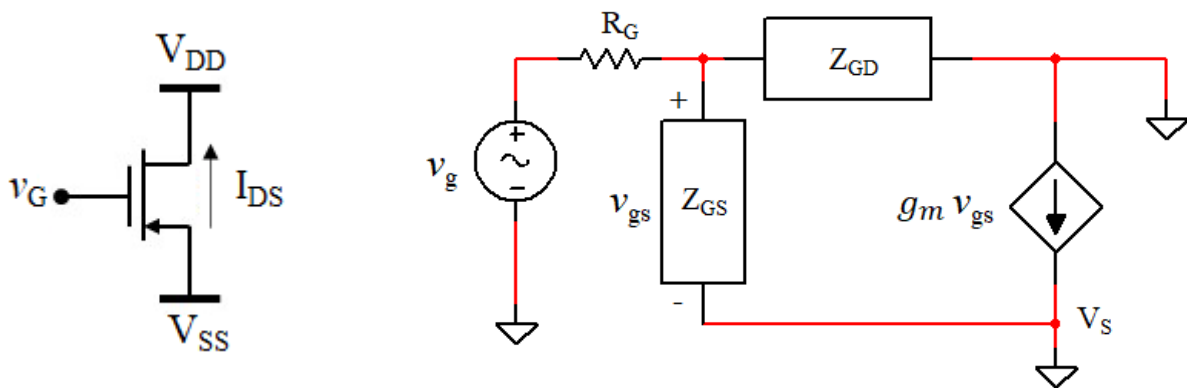


Figura 3.1: A sinistra vediamo il circuito ai grandi segnali, mentre a destra il modello ai piccoli segnali dell'EGFET, in configurazione come amplificatore di transconduttanza

Si ricava quindi il guadagno di transconduttanza a cui sono associati i seguenti diagrammi di Bode:

$$G_m = (g_m Z_{GD} - 1) \frac{Z_{GS}}{R_G(Z_{GD} + Z_{GS}) + Z_{GD} Z_{GS}}$$

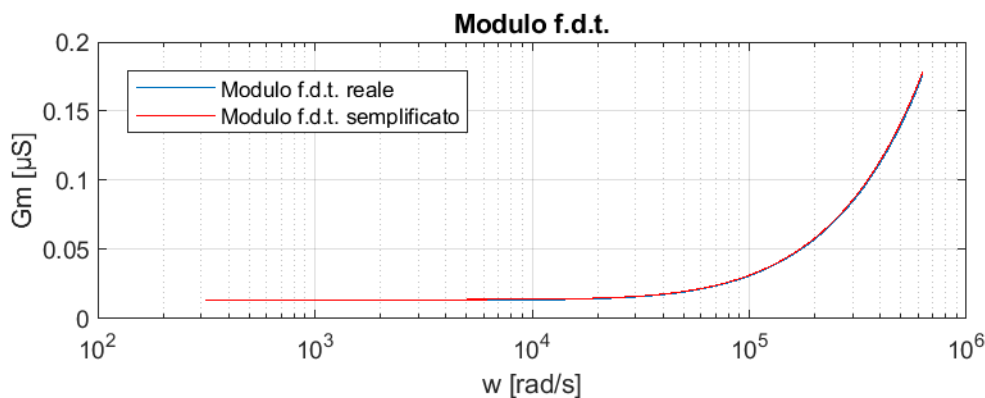


Figura 3.2: Diagrammi di Bode del modulo nella configurazione ad amplificatore di transconduttanza

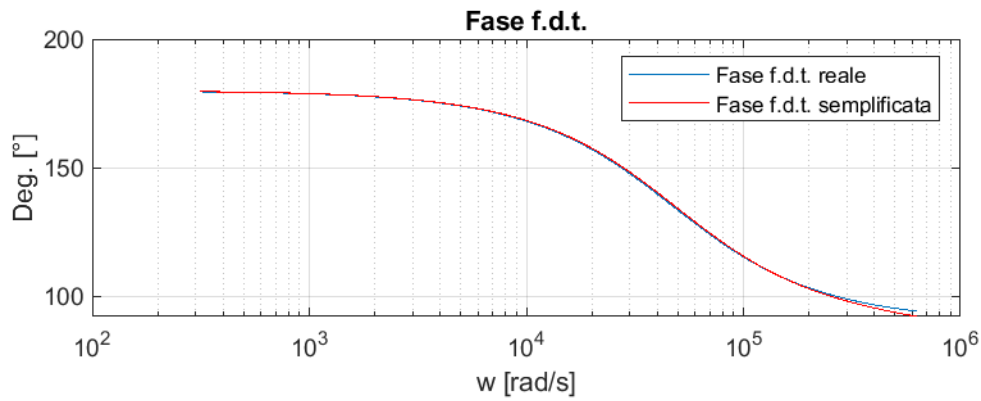


Figura 3.3: Diagrammi di Bode della fase nella configurazione ad amplificatore di transconduttanza

Provando ad applicare il segnale di Hodgkin-Huxley con una frequenza di campionamento di 200 kHz, otteniamo il seguente risultato:

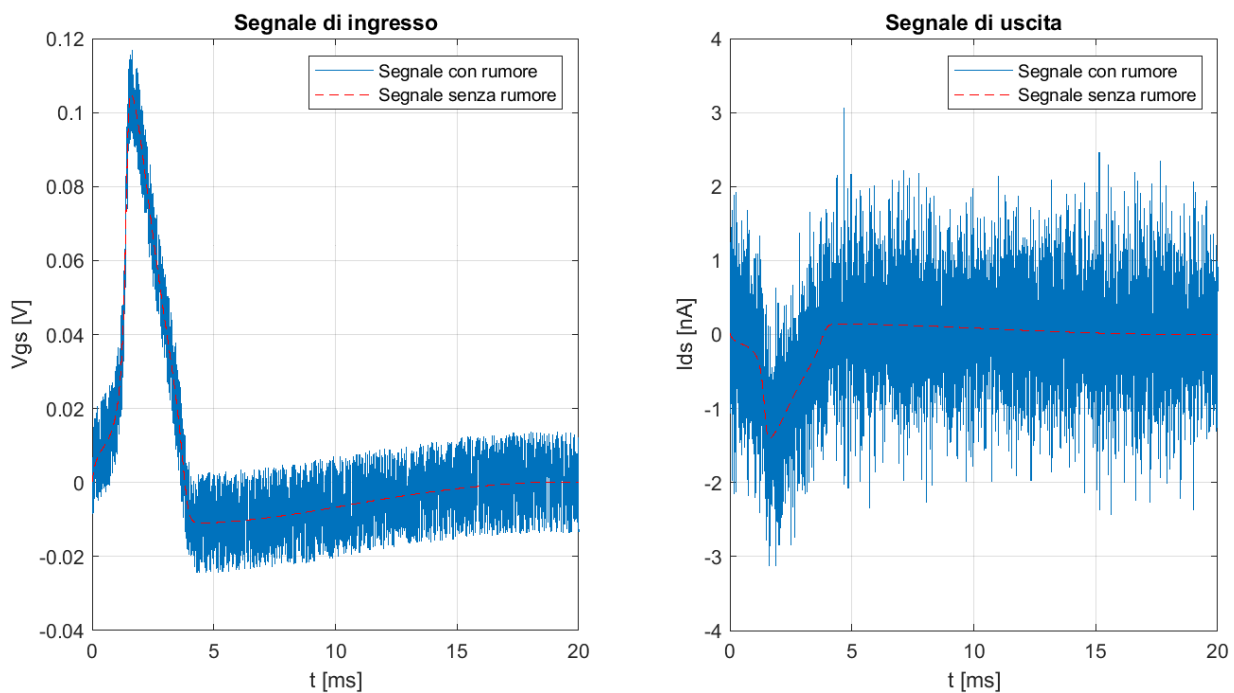


Figura 3.4: Segnale in ingresso e di uscita all'amplificatore di transconduttanza, in rosso e tratteggiato viene rappresentato il segnale senza rumore mentre la linea blu contiene il segnale a cui viene sommato un rumore gaussiano

Come si può subito intuire dai grafici, in Figura 3.4, il rapporto segnale rumore è peggiorato passando da 10 dB a -7.6 dB.

Questo lo si può capire andando a vedere il diagramma di Bode in Figura 3.2, infatti la presenza dello zero negativo in torno ai 10^4 rad/s fa sì che ci sia un aumento dell'amplificazione alle alte frequenze.

Un'ulteriore prova la si può fare andando ad aumentare la frequenza di campionamento del segnale di ingresso, prendiamo per esempio 10 MHz, i segnali di ingresso e uscita sono rappresentati in Figura 3.5.

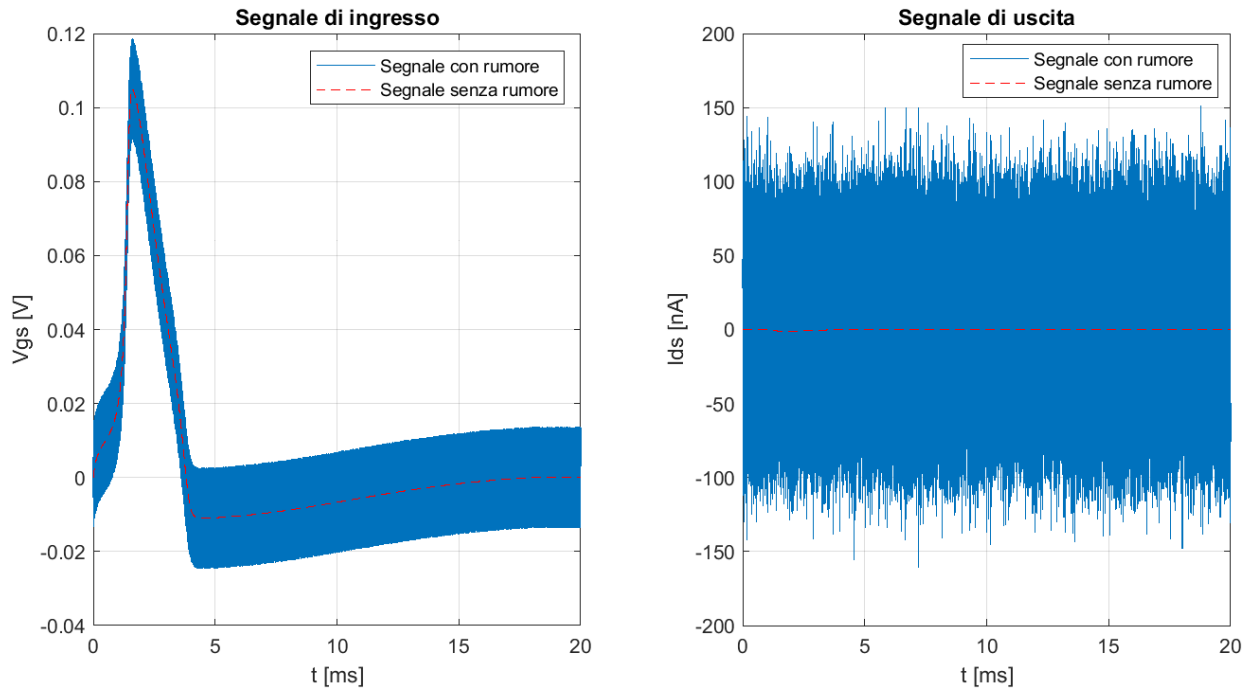


Figura 3.5: Segnale di ingresso e di uscita campionati a frequenza di 10MHz.

Come si può vedere l'aumento delle frequenze ha causato un aumento dell'effetto del rumore sul mio segnale, passando da un rapporto segnale/rumore di 10 dB (fissato in partenza) a -41 dB, questo lo si può capire dai diagrammi in Figura 3.6, in cui si aumenta il range di frequenze considerato. Si osserva un aumento dell'amplificazione fino al polo ad alta frequenza che mantiene costante il guadagno amplificando appunto i disturbi.

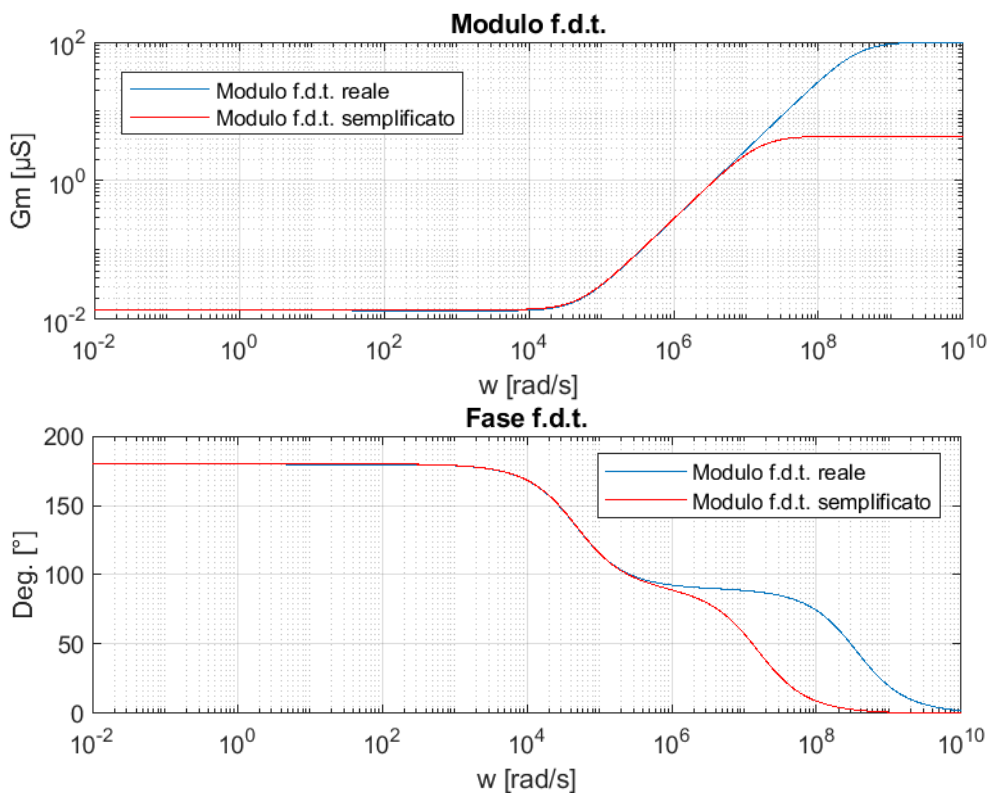


Figura 3.6: Diagrammi di Bode dell'amplificatore di transconduttanza con più frequenze

Per comprendere al meglio i fattori che influenzano la mia risposta è opportuno prendere la funzione di trasferimento ed evidenziare i parametri che compongono effettivamente il mio dispositivo, la nuova formula del guadagno di transconduttanza si può approssimare come segue:

$$G_m \cong \frac{-g_m(1 - j \frac{\omega C_{oscd}}{g_m})}{(1 + j \omega (C_{oscd} + C_{DO}) R_G)}$$

In questo caso ci interesseremo di g_m e R_G , dato che non sono parametri intrinseci del transistor e possono essere controllati, infatti g_m dipende dal punto di polarizzazione del transistor, mentre R_G , come è stato detto in precedenza, dall'interfacciamento della cellula al semiconduttore.

Inizialmente si è assunto $R_G = 5k\Omega$ e un punto di polarizzazione di $V_{DS} = -0,5V$, $V_{GS} = -0,5V$ e $I_{DS} = -2,07nA$ che determinano una $g_m = 1,38 \cdot 10^{-8} S$.

Possiamo vedere come al variare di R_G si ha una variazione della pulsazione del polo ($(C_{oscd} + C_{DO}) R_G$), infatti minore sarà la resistenza della soluzione, e più il polo, come si può vedere in Figura 3.6, si sposta verso le alte frequenze; causando un'amplificazione del rumore ed un peggioramento del mio rapporto segnale rumore.

Per quanto riguarda il parametro g_m , con l'aumento di quest'ultimo si ha uno spostamento verso le alte frequenze, viceversa comporta ad avere un zero a basse frequenze.

Quest'ultimo caso è molto sfavorevole, poiché comporterà ad avere un'amplificazione troppo alta in corrispondenza delle frequenze maggiori.

Un'idea per garantire una miglior risposta del dispositivo, idealmente vorremmo che il guadagno rimanga costante, quindi avere una R_G grande in modo da spostare il polo verso le basse frequenze, mentre con una g_m alta si sposta lo zero verso pulsazioni maggiori.

In questo modo avendo zero e polo vicini tra di loro, appartenenti alla stessa decade, il guadagno non subirà grandi variazioni, portando segnale di uscita e rumore ad essere amplificati allo stesso modo, mantenendo inalterato il rapporto segnale rumore.

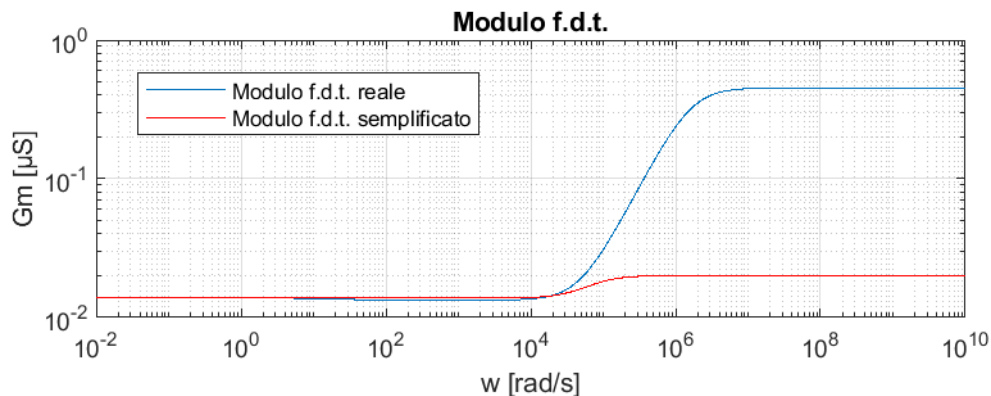


Figura 3.7: Diagramma di Bode con manipolazione dei parametri

Come viene rappresentato in Figura 3.7, i valori R_G e g_m sono scelti in modo da avere zeri e polo vicini, il problema è che questo cambiamento di valori funziona per la funzione di trasferimento semplificata (linea rossa), ma non è così per quella reale (linea blu), dato che le varie approssimazioni sono state fatte tenendo conto di R_G con valori che non superano i $10 k\Omega$.

Nonostante ciò il grafico rende bene l'idea di come si possono cambiare i parametri in modo da ottenere le prestazioni ottimali.

Idealmente si potrebbe pensare di avere dei valori di R_G e g_m tali da scambiare la posizione di polo e zero vista in Figura 3.6, ciò comporterebbe un iniziale abbassamento del guadagno già a basse

frequenze, per poi ritornare ad avere un guadagno costante a frequenze più alte, al fine di aumentare così il rapporto segnale rumore.

Purtroppo, però, sia R_G che g_m non sono così ampiamente modificabili, infatti la prima corrisponde alla resistenza della soluzione in cui sono immerse le cellule di cui si vuole captare l'attività elettrica.

Mentre la seconda dipende dal punto di polarizzazione del dispositivo, inoltre si è visto che presenta un valore molto piccolo, non permettendo così la possibilità di uno scambio tra polo e zero.

Come poi si può vedere dalla equazione semplificata, la transconduttanza interna al transistor moltiplica direttamente la f.d.t. motivo per cui l'uscita in Figura 3.4 è dell'ordine dei nA, per risolvere questo problema viene proposto il dispositivo in configurazione a source comune in modo da risolvere il problema del basso guadagno e dello smorzamento dei disturbi.

Per quanto riguarda la fase, nel complesso, il mio segnale di ingresso viene sfasato di -180° , questo è dovuto all'effetto dello zero a parte reale positiva generato dalla retroazione data dall'impedenza Z_{GD} , come si può vedere in Figura 3.1, che porta ad uno sfasamento di -90° , a cui si somma l'effetto del polo con un ulteriore -90° .

Capitolo 4: Configurazione a Source comune

4.1 Caso substrato a massa

Con la configurazione source comune con substrato a massa si inizia a vedere come l'EGOFET possa funzionare da amplificatore di tensione.

In questo caso il terminale di source è il riferimento ed è posto a massa, in questo modo l'impedenza tra source e substrato, come si vede in Figura 2.4, viene cortocircuitata nell'analisi ai piccoli segnali.

Inoltre vi è la presenza della resistenza al drain R_D , facendo ricondurre il circuito ai piccoli segnali come viene visto nella Figura 4.1.

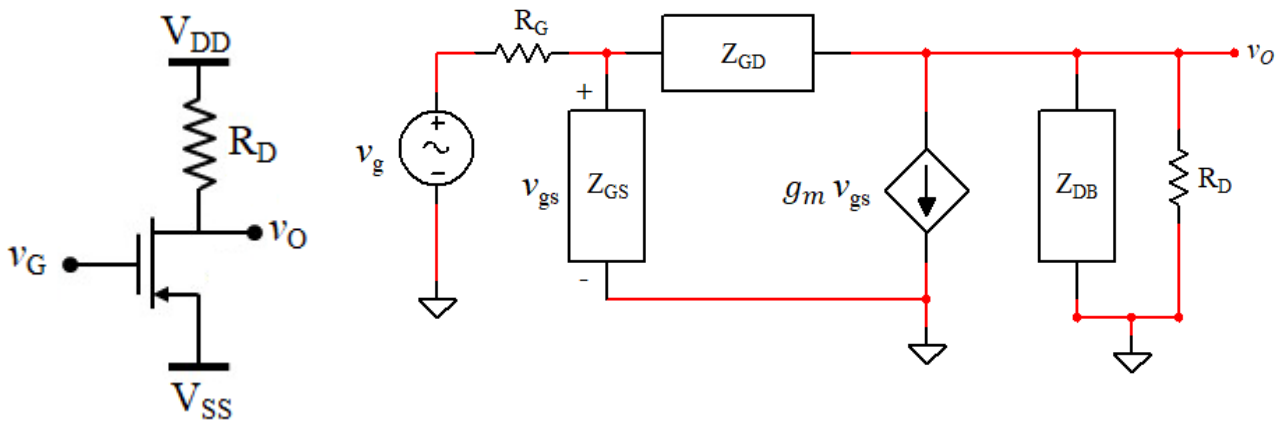


Figura 4.1: A sinistra il circuito ai grandi segnali, mentre a destra il modello ai piccoli segnali di un EGFET in configurazione a source comune con substrato a massa

Da questo circuito ricaviamo la funzione di trasferimento, in questo caso, corrispondente al guadagno di tensione cioè il rapporto tra tensione di uscita v_o e di ingresso v_g e ne disegniamo i diagrammi di Bode.

$$A_V = \frac{(Z_{DB} || R_D) Z_{GS} (1 - g_m Z_{GD})}{(R_G + Z_{GS})(Z_{GD} + Z_{DB} || R_D) + R_G Z_{GS} (1 + g_m (Z_{DB} || R_D))}$$

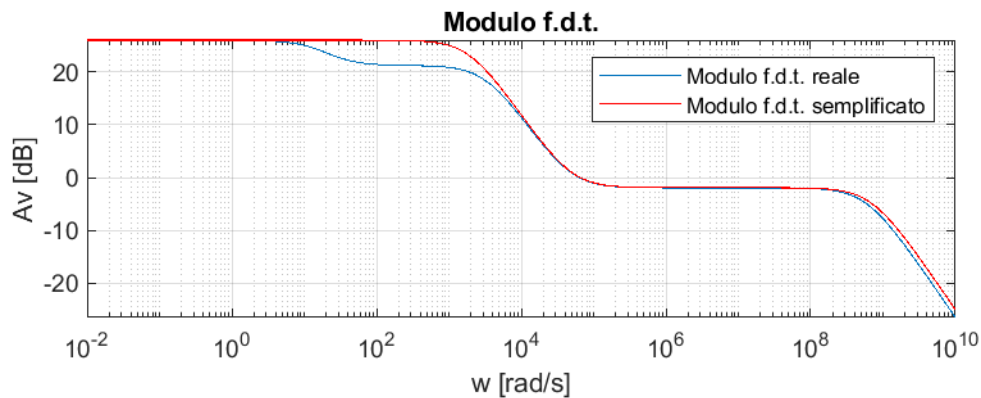


Figura 4.2: Diagramma di Bode del modulo, della configurazione a source comune con substrato a massa

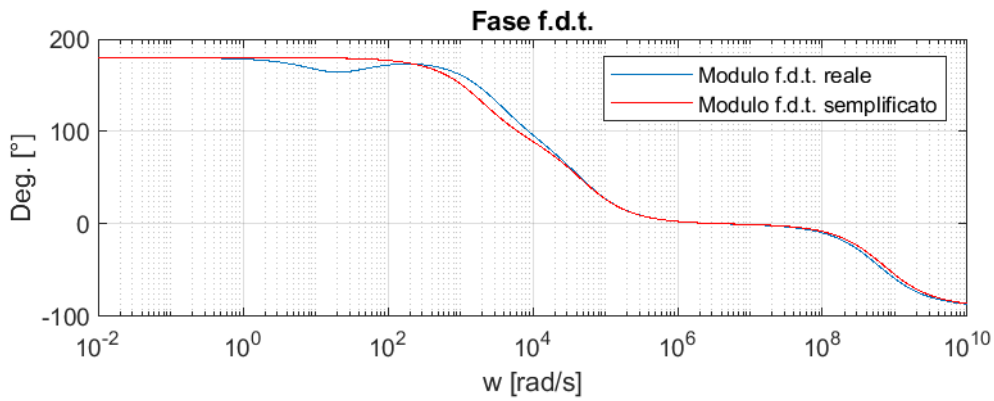


Figura 4.3: Diagramma di Bode della fase, della configurazione a source comune con substrato a massa

Applicando il segnale di Hodgkin-Huxley con una frequenza di campionamento di 200 kHz, otteniamo il risultato in Figura 4.4:

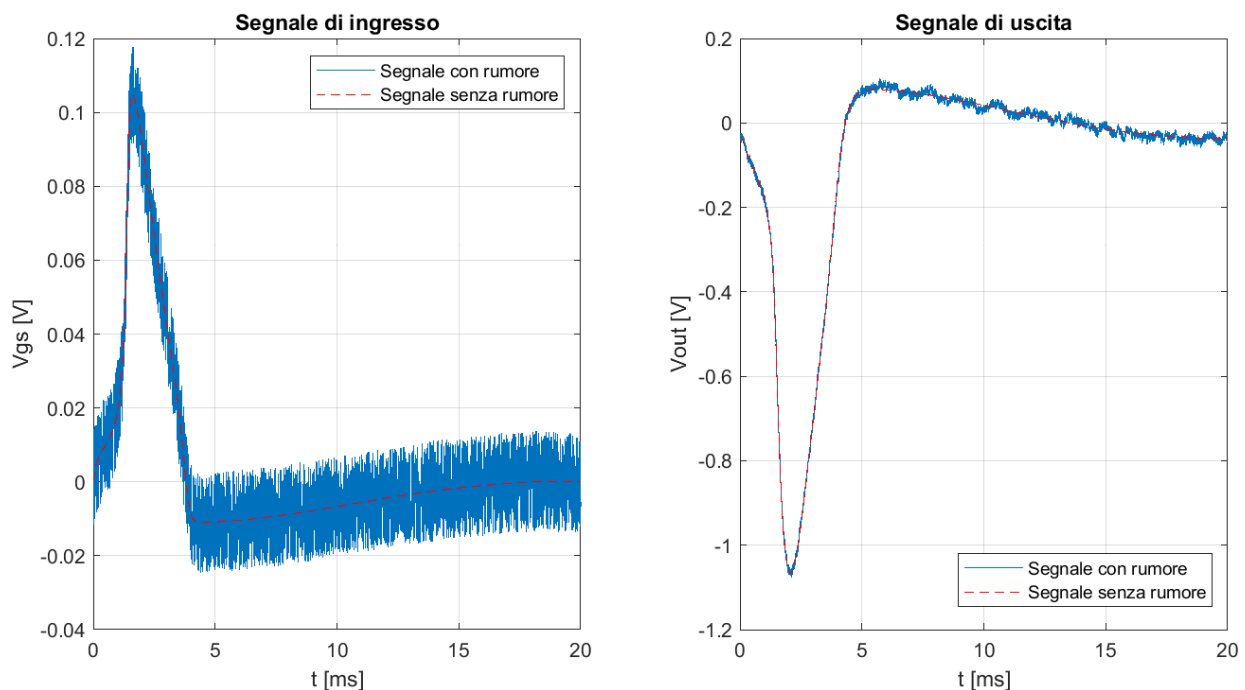


Figura 4.4: Segnale di ingresso e di uscita con frequenza di campionamento di 200kHz

Il rapporto segnale rumore è aumentato, passando da 10 dB a 28,5 dB.

Questo è una cosa positiva, suggerisce infatti che già solo con una configurazione a source comune, il dispositivo è in grado di smorzare il rumore bianco; lo si può vedere dai diagrammi di Bode in Figura 4.2 in cui per alte frequenze abbiamo un basso guadagno che andrà ancora più ad abbassarsi. Questo perché vi è la presenza di poli ad alta frequenza che portano il guadagno a scendere al progredire della pulsazione, comportando lo smorzamento dei disturbi.

Per la fase notiamo uno sfasamento dai 180° iniziali ai 0° del segnale di uscita, in pratica non si tratta altro che di un amplificatore invertente, dovuto alla presenza dello zero a parte reale positiva dato dalla retroazione Z_{GD} .

Il tutto può essere visto con più semplicità se si considera la funzione di trasferimento semplificata:

$$A_v \cong \frac{g_m R_D \left(j\omega \frac{C_{oscD}}{g_m} - 1 \right)}{(1 + j\omega C_{oscS} R_G)(1 + j\omega (C_{DB} + C_{oscD}) R_D)}$$

Come si può vedere la funzione semplificata possiede lo zero a parte reale positiva posto, secondo i parametri utilizzati illustrati nel Capitolo 6, intorno ai $4.8 \cdot 10^4$ rad/s, mentre abbiamo due poli: uno a bassa frequenza ed uno ad alta frequenza con i rispettivi valori:

$$\omega_{P1} = \frac{1}{((C_{DB} + C_{oscD})R_D)} = 2 * 10^3 \text{ rad/s} \quad \omega_{P2} = \frac{1}{(C_{oscS}R_G)} = 7 * 10^8 \text{ rad/s}$$

In particolare ω_{P2} è il polo responsabile dell'ulteriore discesa del diagramma di Bode del modulo, che da il suo contributo smorzando ulteriormente il rumore addittivo, con conseguente aumento del SNR.

Andando quindi ad applicare il nostro segnale, ma con una frequenza maggiore di campionamento, a 10 MHz, si nota come il rapporto segnale rumore aumenti ancora passando 28.5 dB a 32.8 dB, come si può vedere in figura 4.5.

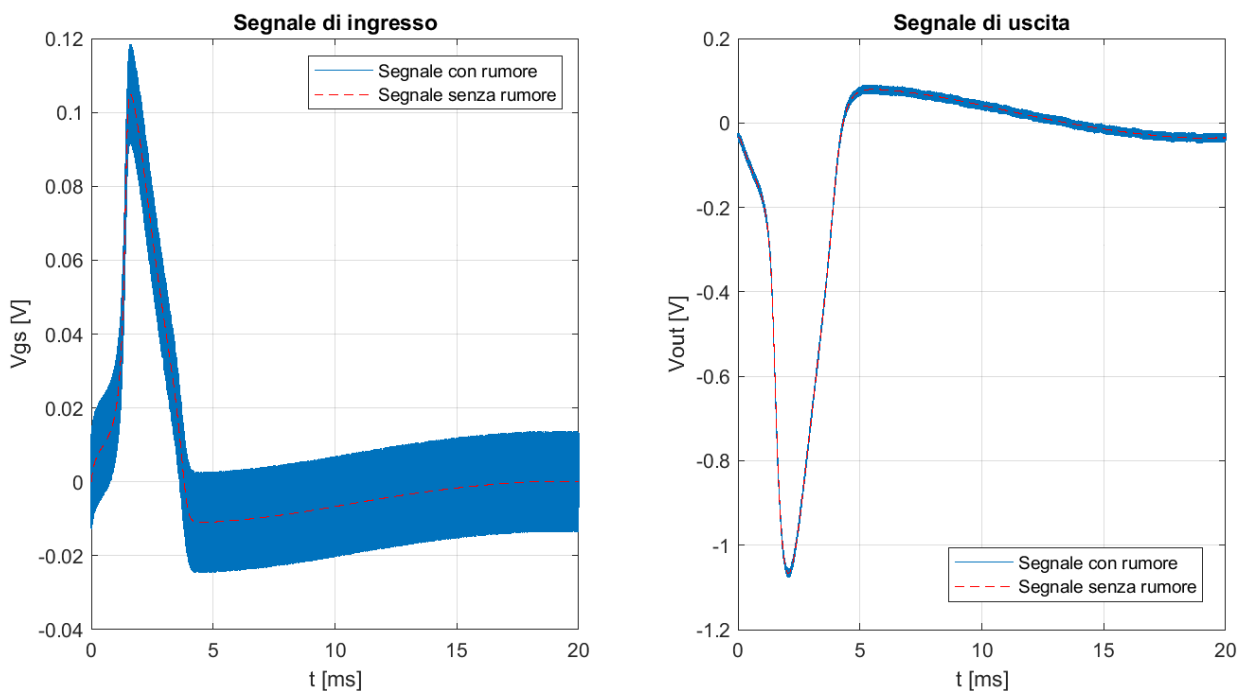


Figura 4.5: Segnale di ingresso e di uscita alla configurazione source comune con frequenza di campionamento di 10 MHz

Come fatto per l'amplificatore di transconduttanza, anche qua possiamo fare delle ipotesi sul valore dei parametri, infatti, come si può vedere dalla funzione di trasferimento semplificata, la transconduttanza controlla lo zero a parte reale positiva al numeratore, più sarà grande g_m e più lo zero si sposta ad alte frequenze.

Mentre R_D influisce sul primo polo, difatto, all'aumentare della resistenza l'effetto partirà a frequenze minori; stesso discorso riguarda R_G per il secondo polo.

Questo risulta un vantaggio poichè, come è stato detto nel capitolo precedente, g_m ed R_G sono parametri difficilmente modificabili, però possiamo variare R_D dato che si tratta di una resistenza fisica.

Un'idea può essere quella di aumentare R_D portando così a far partire prima l'effetto del primo polo, in modo che il guadagno all'arrivo del secondo polo è più basso, portando ad una maggior diminuzione dei disturbi ad alta frequenza, con conseguente aumento dell'SNR.

Inoltre una maggiore R_D comporterà anche un aumento del guadagno a bassa frequenza, risolvendo così il problema del basso guadagno, visto per l'amplificatore di transconduttanza, nel capitolo precedente.

Basti pensare che il guadagno in regime continuo è dato dalla seguente formula:

$$A_v = -g_m R_D$$

4.2 Caso substrato flottante

Considerando il substrato flottante non abbiamo più Z_{DB} in parallelo a R_D , questo perché le impedenze che vanno dagli elettrodi al substrato sono in serie tra di loro, inoltre essendo il source di riferimento, quindi posto a massa, ciò che sta in parallelo a R_D è la serie tra Z_{DB} e Z_{SB} , come viene illustrato in Figura 4.6.

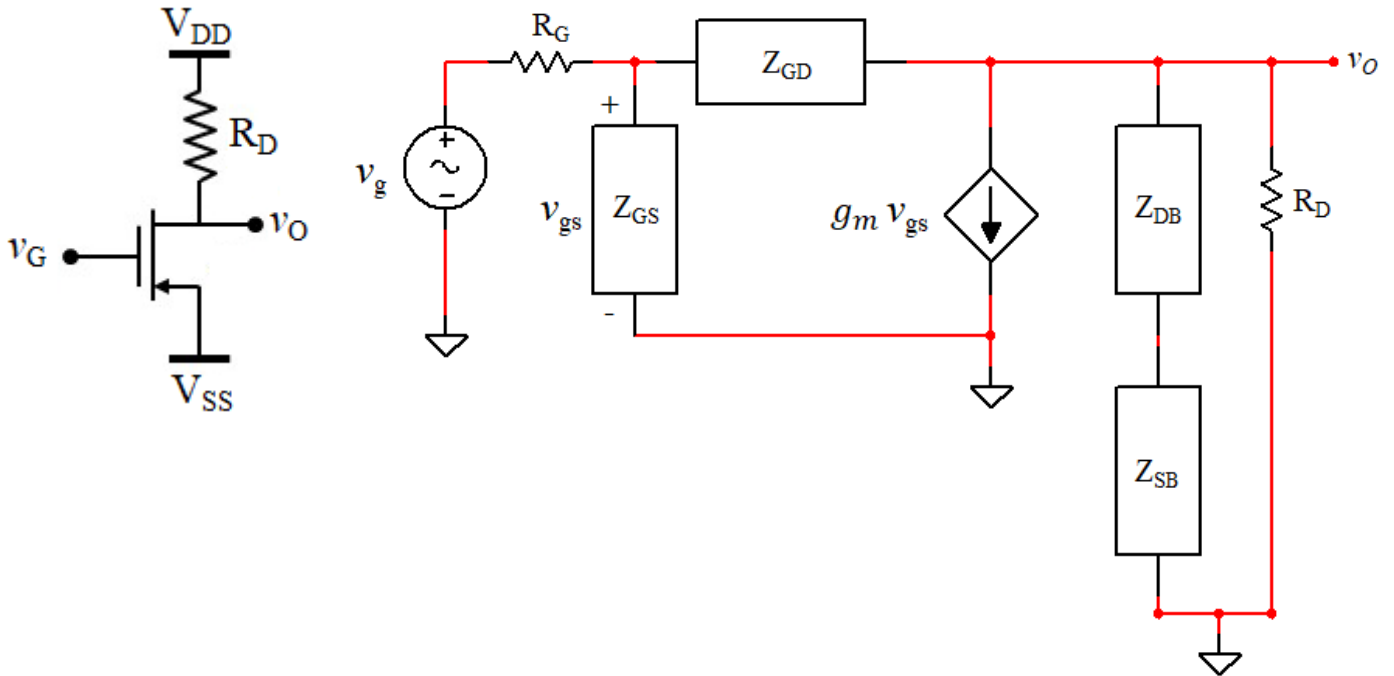


Figura 4.6: A sinistra è presente il circuito ai grandi segnali, mentre a destra il modello ai piccoli segnali in configurazione source comune con substrato flottante

Come nei casi precedenti se ne ricava rapporto tra uscita e ingresso ed i digrammi di Bode.

$$A_V = \frac{[(Z_{DB} + Z_{SB}) || R_D] Z_{GS} (1 - g_m Z_{GD})}{(R_G + Z_{GS}) [Z_{GD} + (Z_{DB} + Z_{SB}) || R_D] + R_G Z_{GS} (1 + g_m [(Z_{DB} + Z_{SB}) || R_D])}$$

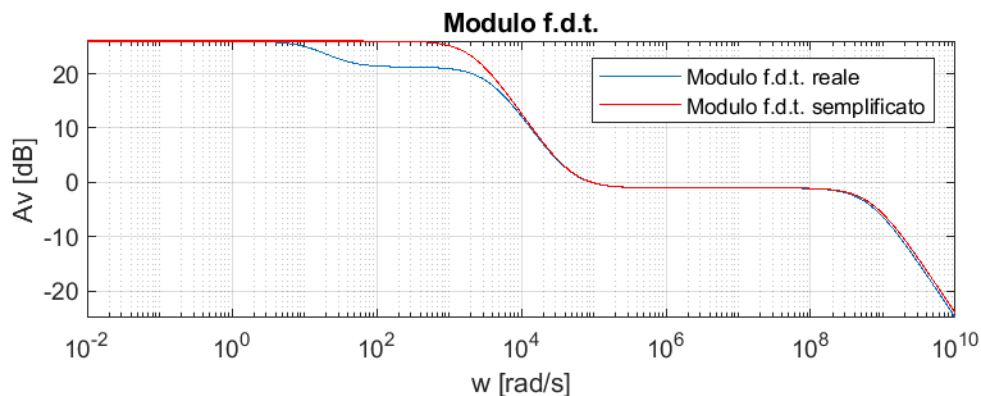


Figura 4.7: Diagramma di Bode del modulo della configurazione source comune con substrato flottante

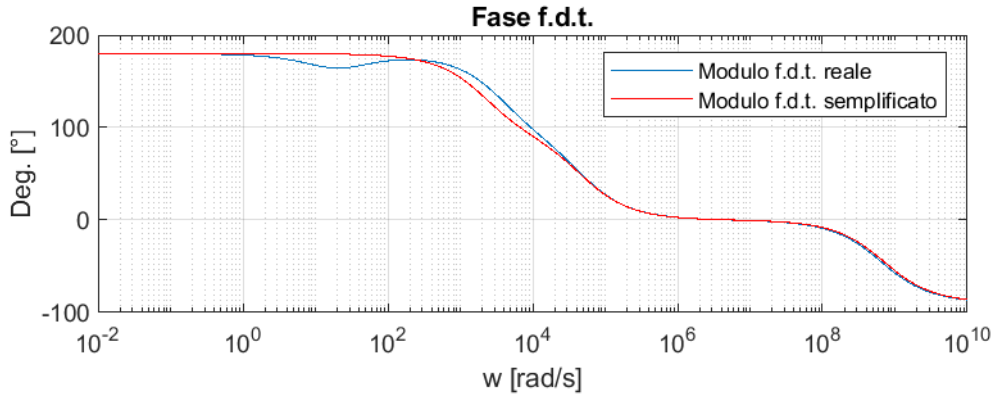


Figura 4.8: Diagramma di Bode della fase della configurazione source comune con substrato flottante

Come si può vedere dai diagrammi in Figura 4.7 e Figura 4.8, il funzionamento è del tutto analogo a quello del caso con substrato a massa, infatti, se andiamo ad applicare il segnale Hodgkin-Huxley campionato a 10 Mhz, possiamo vedere come il rapporto segnale rumore si alzi fino a 32 dB come nel caso precedente.

Anche l'uscita del caso flottante, in Figura 4.9, rimane uguale a quella illustrata il Figura 4.5.

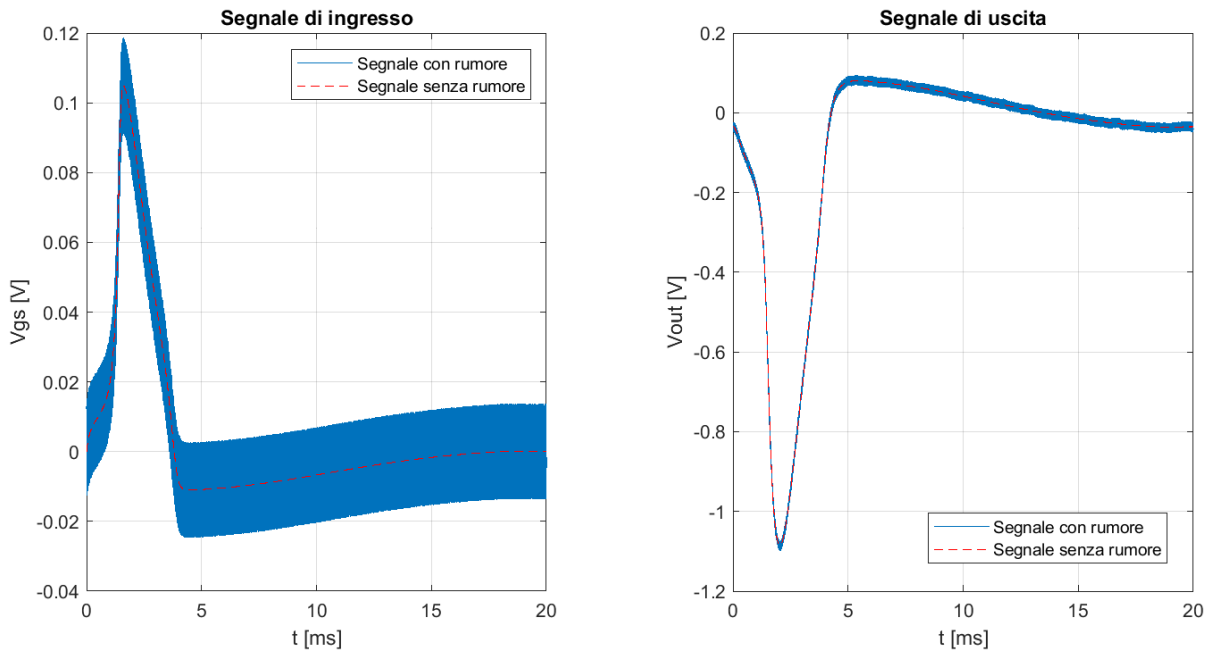


Figura 4.9: Segnale di ingresso e di uscita alla configurazione source comune con substrato a massa, applicando il segnale Hodgkin-Huxley campionato a 10 Mhz.

Per capire il motivo per cui il funzionamento sia il medesimo andiamo a calcolare la serie delle due impedenze Z_{SB} e Z_{DB} :

$$Z_{DB} + Z_{SB} = \frac{R_{DB}}{1 + j \omega R_{DB} C_{DB}} + \frac{R_{SB}}{1 + j \omega R_{SB} C_{SB}} = \frac{(R_{DB} + R_{SB})[1 + j \omega R_B (C_{SB} + C_{DB})]}{(1 + j \omega R_{DB} C_{DB})(1 + j \omega R_{SB} C_{SB})}$$

$$R_B = \frac{R_{DB} R_{SB}}{(R_{DB} + R_{SB})}$$

Ricordando che i parametri in Figura 2.3 sono stati scelti in modo che C_{DB} e C_{SB} abbiano lo stesso valore, così come R_{SB} e R_{DB} .

Questo ha comportato il reciproco annullamento dello zero e di uno dei poli, considerando la somma delle impedenze come una funzione di trasferimento, facendo ricondurre la serie a qualcosa del tipo:

$$Z_B = Z_{DB} + Z_{SB} \cong \frac{(R_{DB} + R_{SB})}{(1 + j \omega R_{DB} C_{DB})} = \frac{2 R_{DB}}{(1 + j \omega R_{DB} C_{DB})}$$

Z_B sarà la nuova impedenza in parallelo alla resistenza R_D , dato R_{DB} e R_{SB} sono uguali e possibile scriverle come $2 \cdot R_{DB}$.

Se poi vado a calcolare il parallelo con R_D si otterrà la seguente impedenza equivalente:

$$Z_B || R_D = \frac{R_D}{\left(1 + j \omega \frac{R_D}{2} C_{DB}\right)}$$

Questa nuova impedenza, inserita nella funzione di trasferimento semplificata, porta alla seguente espressione:

$$A_v \cong \frac{g_m R_D \left(j \omega \frac{C_{oscD}}{g_m} - 1\right)}{\left(1 + j \omega C_{oscS} R_G\right) \left(1 + j \omega \left(\frac{C_{DB}}{2} + C_{oscD}\right) R_D\right)}$$

Da qui capiamo come la considerazione del substrato non vada ad influire sulle prestazioni della a configurazione a source comune.

Di conseguenza tutte le ipotesi su parametri, R_D in particolare, fatti nel caso con substrato a massa, valgono anche in questo caso.

Capitolo 5: Configurazione a Source comune con resistenza al source

5.1 Prospettiva futura: Caso con substrato a massa

Nel caso a source comune con resistenza al source ci si soffermerà solamente sul segnale di uscita e sui diagrammi di Bode, senza i ragionamenti fatti sulle formule, per poi infine fare delle considerazioni sui vantaggi che può offrire questa configurazione.

Partiamo col descrivere il circuito ai piccoli segnali che, considerando la presenza della resistenza R_S , ora appare come segue in Figura 5.1:

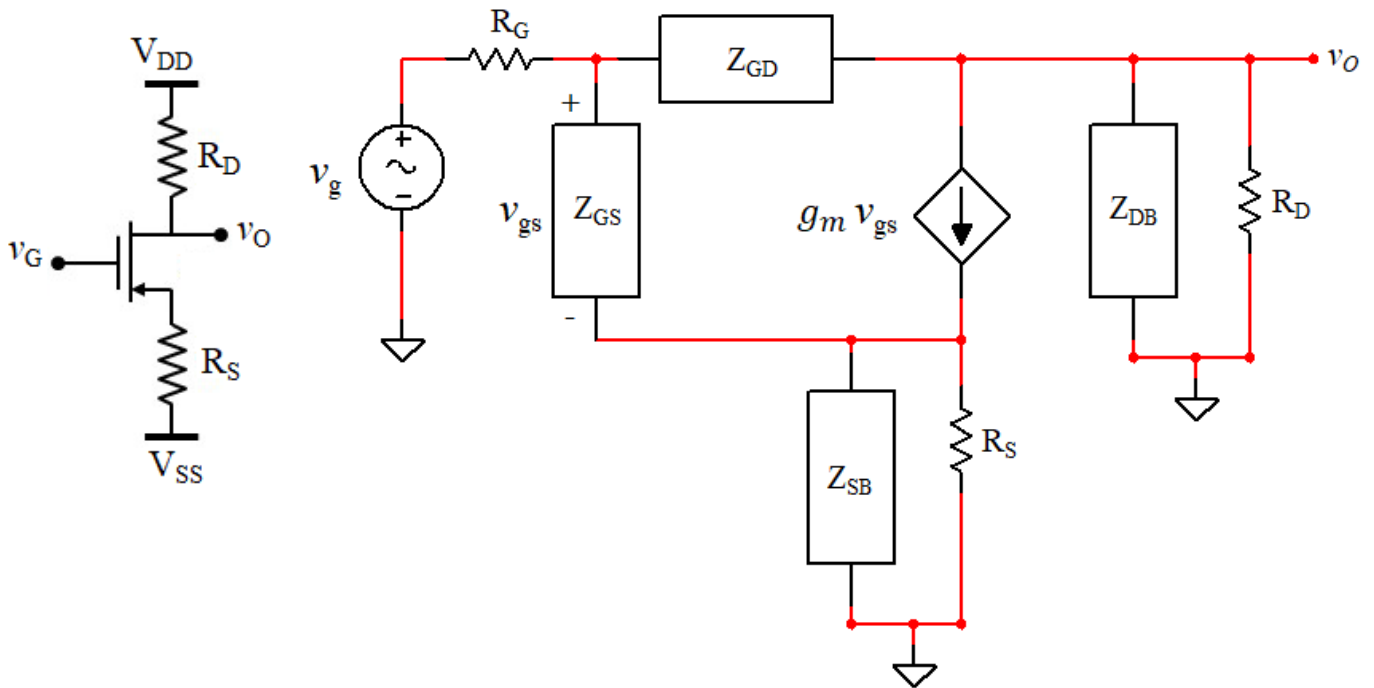


Figura 5.1: A sinistra il circuito ai grandi segnali, mentre a destra il modello ai piccoli segnali in configurazione a source comune con resistenza al source e substrato a massa

Senza soffermarci sulla formula riportata, andiamo a ricavare i diagrammi di Bode associati e cerchiamo di capirne il possibile funzionamento.

$$A_v = \frac{Z_{GD}Z_{GS}}{\beta[Z_{GD}Z_{GS} + R_GZ_{GS} + (1 - \alpha)R_GZ_{GD}] - R_GZ_{GS}}$$

$$\beta = \frac{Z_{GD} + Z_{DD}}{Z_{DD}[1 - (1 - \alpha)g_mZ_{GD}]} \quad ; \quad \alpha = \frac{(1 + g_mZ_{GS})Z_{SS}}{[1 + g_m(Z_{GS}||Z_{SS})](Z_{GS} + Z_{SS})}$$

$$Z_{SS} = R_S||Z_{SB} \quad ; \quad Z_{DD} = R_D||Z_{DB}$$

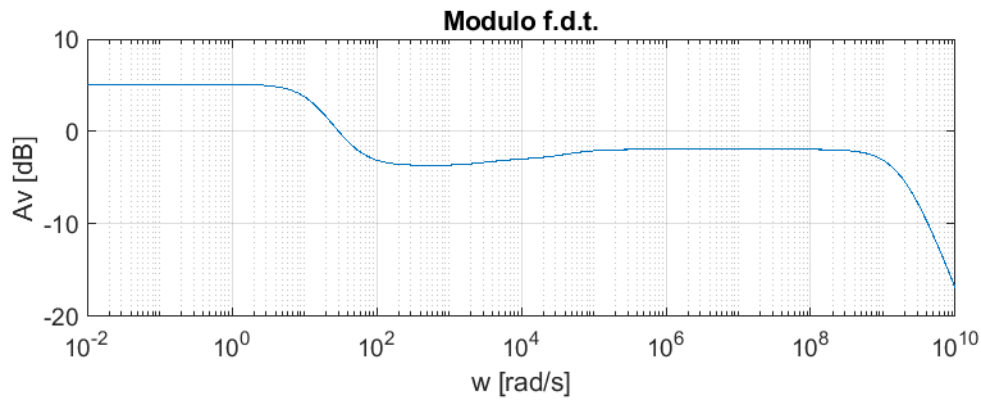


Figura 5.2: Diagramma di Bode del modulo nel caso source comune resistenza al source con substrato a massa, con un range di frequenze maggiori

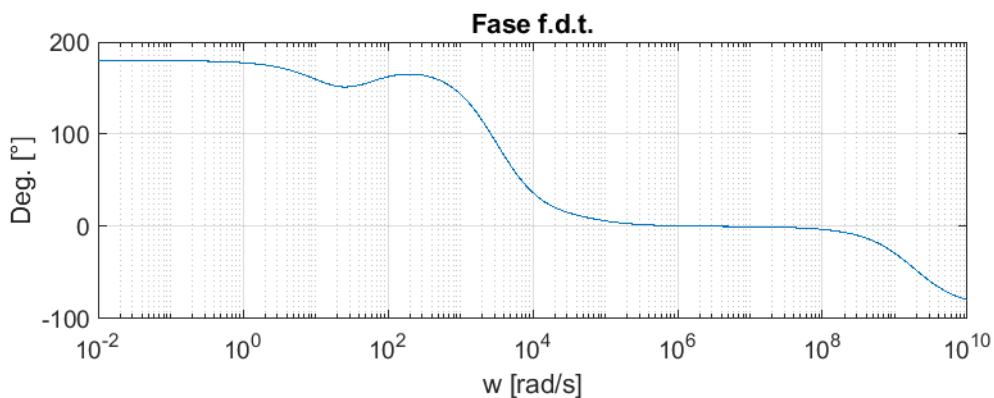


Figura 5.3: Diagramma di Bode della fase nel caso source comune resistenza al source con substrato a massa, con un range di frequenze maggiori

I diagrammi visti nelle Figure 5.2 e 5.3 sono stati ottenuti partendo con delle resistenze di drain e di source con i seguenti valori: $R_D = 1,5 \text{ G}\Omega$ e $R_S = 0,7 \text{ G}\Omega$.

Sono stati scelti questi valori in modo da assumere un guadagno di circa 2 (1.8 per l'esattezza) in regime stazionario, ora però andremo a cambiare il valori di queste resistenze, R_S in particolare, in modo da vedere come la variazione possa cambiare la risposta in frequenza.

Per fare ciò partiremo dal caso a source comune che non si tratta altro che il caso a source comune con resistenza al source in cui R_S viene posta a 0Ω .

In questo modo ci aspettiamo che i diagrammi di Bode ricalchino quelli già visti nelle Figure 4.2 e 4.3.

Man mano che aumento la resistenza al source notiamo come il guadagno a bassa frequenza tenda sempre più a diminuire come si può apprezzare in Figura 5.4.

Questo fatto è logico, basti pensare alla formula del guadagno nella configurazione a source comune con resistenza al source in regime stazionario, che corrisponde a:

$$A_v = \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

In questa formula è più facile rendersi conto che un aumento della R_S , provochi una diminuzione del guadagno a bassa frequenza.

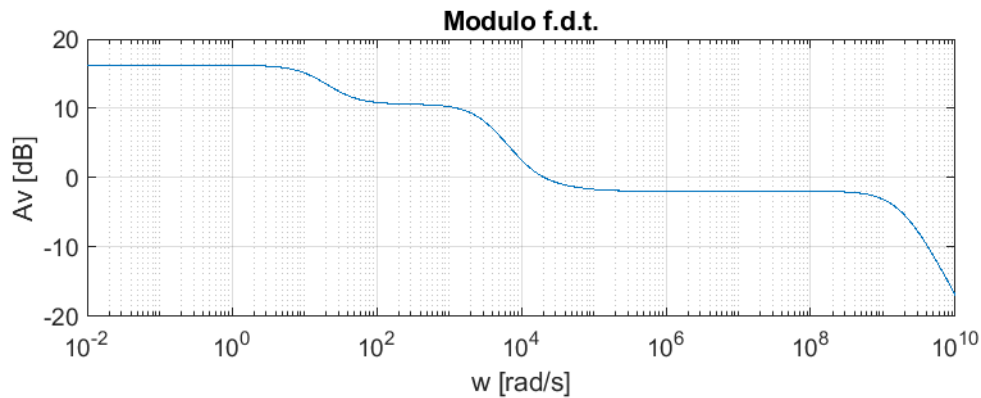


Figura 5.4: Diagramma di Bode del modulo nella configurazione a source comune con resistenza al source e substrato a massa, in cui $R_S = 150 \text{ M}\Omega$

Continuando ad aumentare R_S è stata notata la presenza di un range di valori, stimati intorno ai $700 \text{ M}\Omega$, di soglia oltre ai quali abbiamo una caduta del guadagno a bassa frequenza che poi si riduce ulteriormente con i poli seguenti, che corrisponde al quello che succede in Figura 5.2.

Da tutto ciò possiamo capire che questa configurazione riserva dei limiti per quanto concerne la scelta della resistenza R_S , poiché, oltre alla caduta del guadagno a basse frequenze, si nota un peggioramento del rapporto segnale rumore come si vede in Figura 5.5, dove vengono mostrati i grafici del segnale di uscita con due diversi valori di R_S , uno con un valore basso in modo da mantenere un alto guadagno a basse frequenze, mentre l'altro ha un valore abbastanza alto da causare una caduta del guadagno.

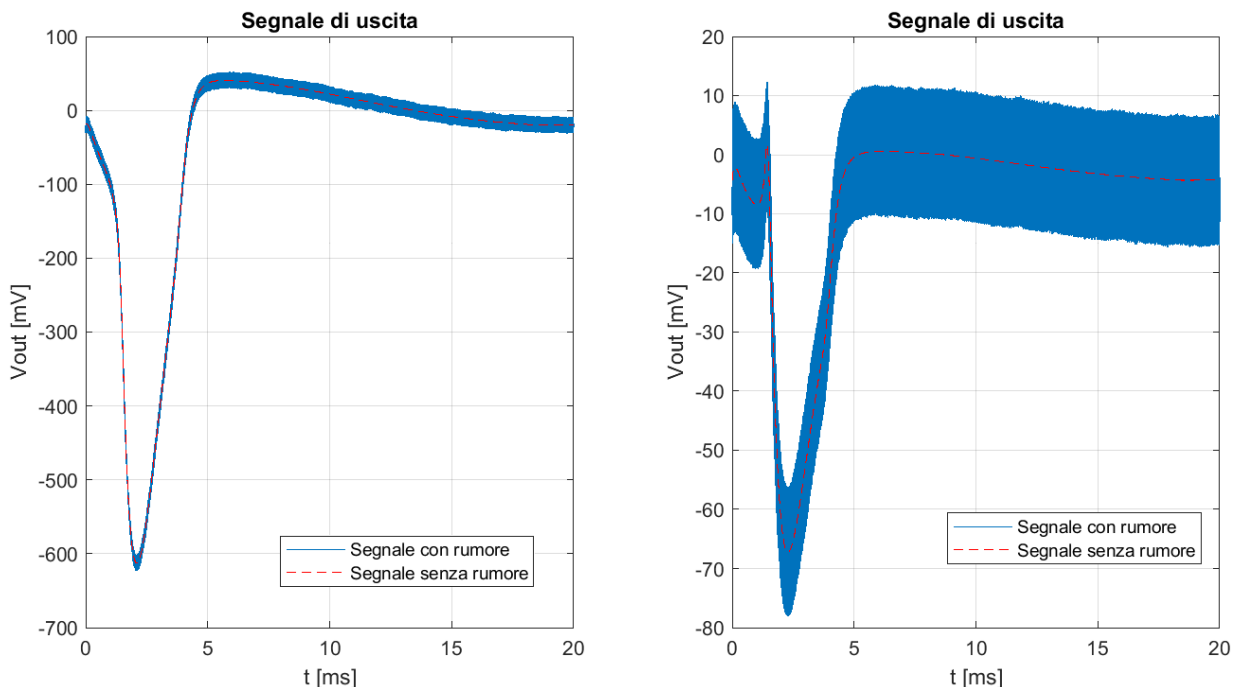


Figura 5.5: A destra vediamo il segnale di uscita alla configurazione studiata con $R_S = 50 \text{ M}\Omega$, a sinistra la stessa uscita solo con $R_S = 700 \text{ M}\Omega$

Il segnale di ingresso è quello campionato a 10 MHz, si può notare come nel caso con maggior resistenza al source l'SNR è peggiorato passando da 10 dB a 9 dB, mentre una diminuzione di suddetta resistenza ha portato ad miglioramento del rapporto segnale rumore.

Questo perché, sebbene in entrambi i casi si ha un polo ad alte frequenze, la configurazione con minor R_S possiede un maggior guadagno nelle pulsazioni del segnale portando l'SNR a passare da 10 dB a 28 dB.

Un'ulteriore prova viene data guardando i diagrammi di Bode del modulo nei due casi in Figura 5.5, ristretti però per le frequenze del segnale di ingresso.

Ci si rende conto, nella Figura 5.6 e 5.7, proprio come il segnale nei due casi venga amplificato in modo diverso.

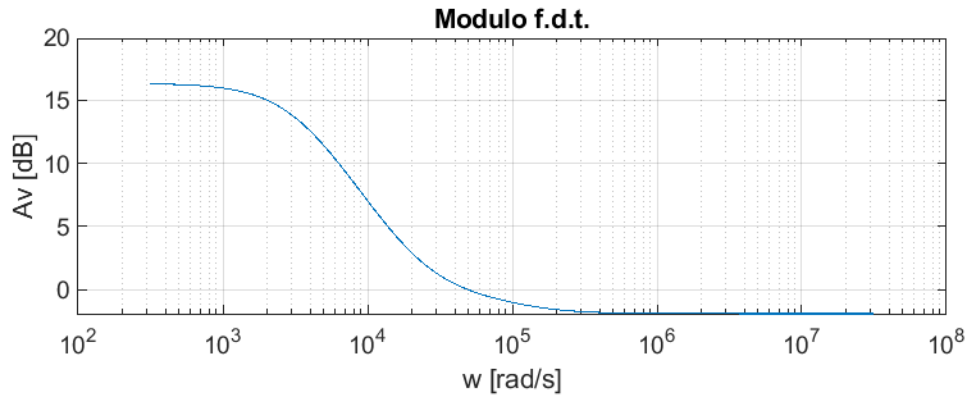
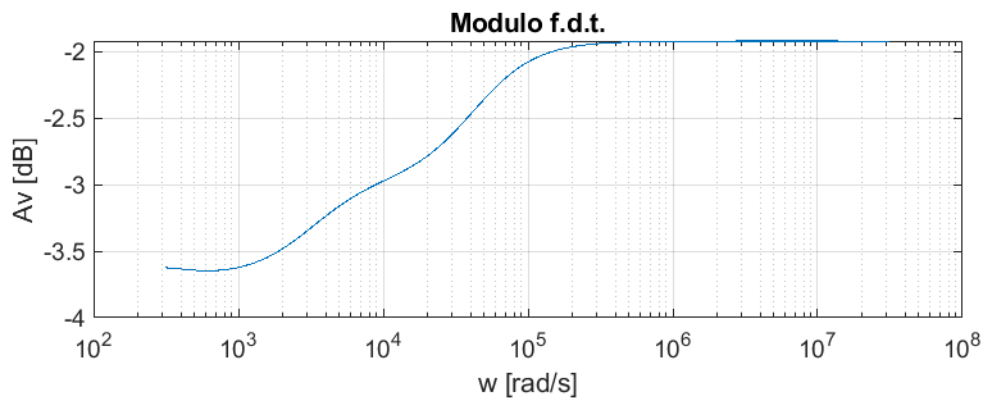


Figura 5.6: Diagramma del modulo ristretto per $R_S = 50 M\Omega$



5.7: Diagramma del modulo ristretto per $R_S = 700 M\Omega$

5.2 Prospettiva futura: Caso con substrato flottante

Anche nel caso con substrato flottante non ci interesseremo sulle formule, ma bensì sui segnali di uscita e sui diagrammi di Bode, relativi al circuito illustrato nella Figura 5.8.

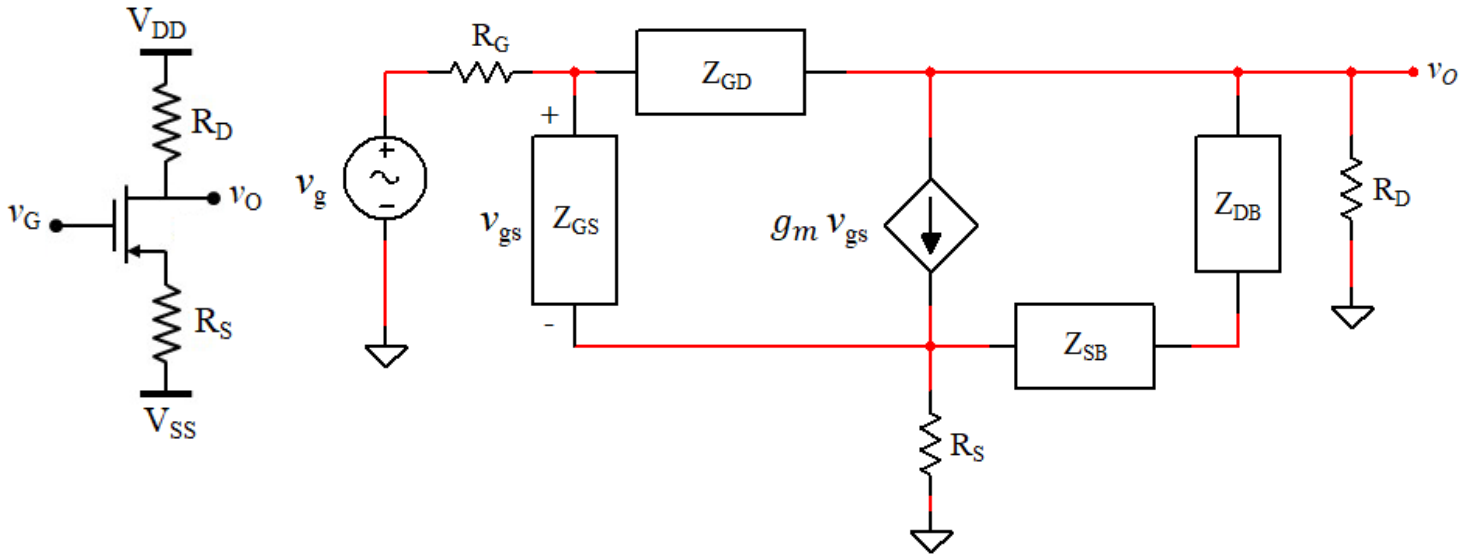


Figura 5.8: A sinistra il circuito ai grandi segnali, mentre a destra il modello ai piccoli segnali in configurazione a source comune con resistenza al source e substrato flottante

Come fatto nel caso precedente, riportiamo solo la formula della funzione di trasferimento, ma ci concentriamo solo sui diagrammi di Bode, dati dalle simulazioni fatte, illustrati nelle Figure 5.9 e 5.10.

Possiamo notare come anche in questo caso la scelta di R_S è fondamentale ai fini della risposta in frequenza.

$$A_v = \frac{Z_{GD} Z_{GS}^2 Z_B}{\gamma Z_B [Z_{GD} Z_{GS}^2 + Z_{GS}^2 R_G + Z_{GS} Z_{GD} R_G - \alpha (1 + g_m Z_{GS}) Z_{GD} R_G] - Z_{GS}^2 R_G Z_B - \alpha Z_{GS} Z_{GD} R_G}$$

$$\alpha = \frac{Z_{GS} R_S Z_B}{R_S Z_B + R_S Z_{GS} + Z_{GS} Z_B (1 + g_m R_S)} \quad ; \quad \beta = \frac{1}{Z_{GD}} - g_m + \frac{\alpha (1 + g_m Z_B)}{Z_B} \left(\frac{1 + g_m Z_{GS}}{Z_{GS}} \right)$$

$$\gamma = \frac{1}{Z_{GD}} - g_m \frac{\alpha}{Z_B} + \frac{1}{Z_B} - \frac{\alpha}{Z_B^2} + \frac{1}{R_D} \quad ; \quad Z_B = Z_{DB} + Z_{SB}$$

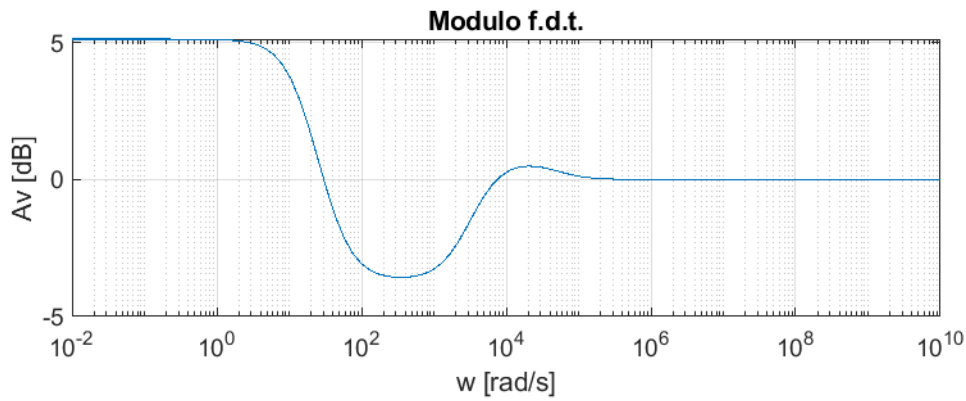


Figura 5.9: Modulo configurazione source comune con resistenza al source e subsatrato flottante con $R_S = 700\text{ M}\Omega$

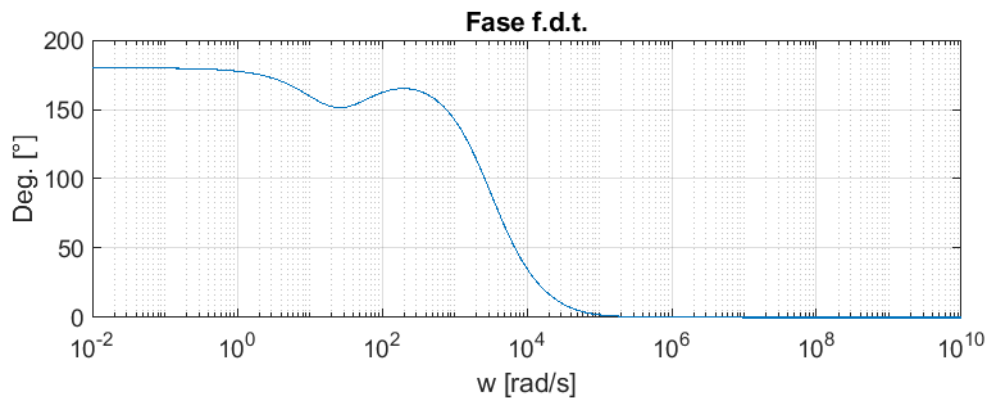


Figura 5.10: Fase configurazione source comune con resistenza al source e subsatrato flottante con $R_S = 700\text{ M}\Omega$

Se infatti andassi a scegliere una R_S minore, al di sotto del range di soglia nominato per il caso con substrato a massa, si vedrà il miglioramento del guadagno a bassa frequenza, con tutte le conseguente sul rapporto segnale rumore spiegate in precedenza, come si può vedere dai diagrammi delle Figure 5.11 e 5.12.

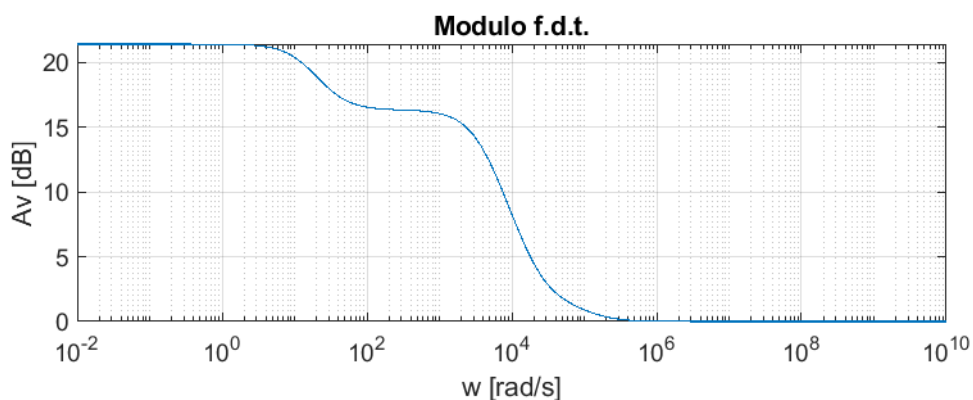


Figura 5.11: Modulo configurazione source comune con resistenza al source e subsatrato flottante con $R_S = 50\text{ M}\Omega$

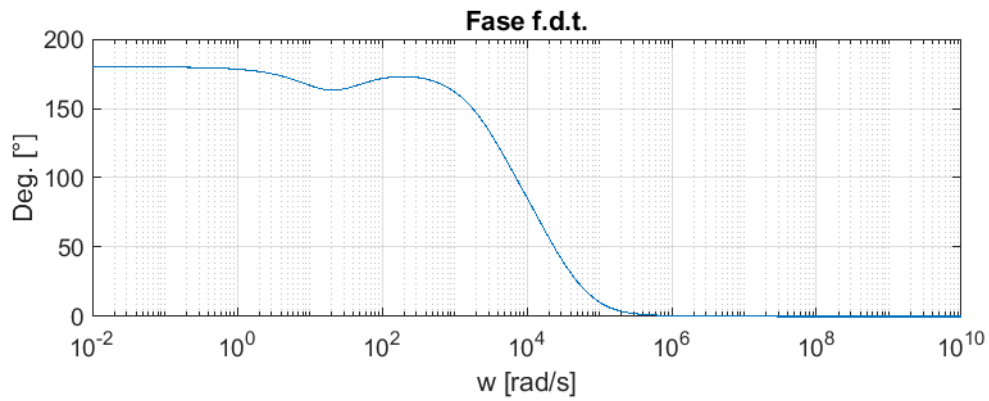


Figura 5.12: Fase configurazione source comune con resistenza al source e substrato flottante con $R_S = 50 M\Omega$

La differenza che si può osservare, rispetto al caso con substrato a massa, è che non vi è presente il polo ad alta frequenza, infatti ad un certo punto il diagramma del modulo tiene un andamento costante.

Questo può comportare ad un peggioramento del rapporto segnale rumore, dato che i disturbi rimangono invariati, poiché alle alte frequenze siamo intorno ai 0 dB, come si vede in Figura 5.11.

5.3 Prospettiva futura: Stabilizzazione del punto di polarizzazione

Abbiamo visto, in particolare nella configurazione ad amplificatore di transconduttanza, come uno dei principali problemi degli EGOFET sia il fatto che g_m è molto piccola e come questo vada ad influenzare sul guadagno.

Inoltre c'è da tenere conto che il materiale con cui è costituito questo transistor è organico e quindi andrà incontro ad un deterioramento maggiore rispetto ad un semplice MOSFET al silicio.

Per risolvere questi problemi la configurazione a source comune con resistenza al source può giocare un ruolo importante, infatti se riprendiamo la formula del guadagno di questa configurazione in regime stazionario:

$$A_v = \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

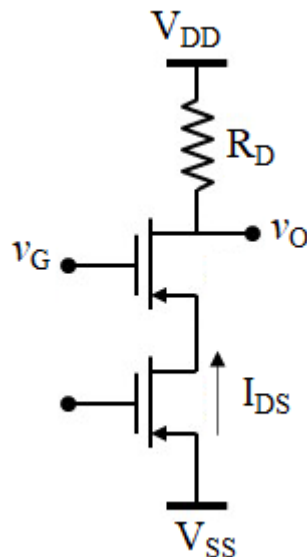
Ci accorgiamo che se il prodotto tra g_m ed R_D e g_m ed R_S è molto alto, possiamo dire che il guadagno può essere approssimato a:

$$A_v \cong -\frac{R_D}{R_S}$$

Possiamo notare l'indipendenza dalla transconduttanza interna del transistor; è quindi importante scegliere con cura le resistenze al drain e al source.

Il problema sorge, come abbiamo visto nei casi precedenti, nella decisione di R_S che detiene un limite oltre al quale abbiamo un calo dell'amplificazione alla frequenza del segnale.

Per risolvere questo problema si può pensare di fissare il punto di polarizzazione dell'EGOFET, sostituendo la resistenza al source un MOSFET elettronico in modo da fissare la corrente I_{DS} .



Ciò può portare ad una g_m più grande nel transistor organico rendendo così possibile l'indipendenza del guadagno dai parametri di costruzione, risolvendo così i problemi legati all'aver una piccola transconduttanza interna.

Capitolo 6: Parametri utilizzati per le simulazioni

Di seguito viene riportata una tabella con i valori dei parametri utilizzati nelle simulazioni, insieme alla loro descrizione e alla loro formula se calcolati.

Simbolo	Descrizione	Equazione	Valore
W	Larghezza del canale conduttivo		$20 \cdot 10^{-4}$ cm
L	Lunghezza del canale conduttivo		$20 \cdot 10^{-4}$ cm
L_{EL}	lunghezza elettrodo drain e source		$20 \cdot 10^{-4}$ cm
t_{OSC}	spessore semiconduttore organico		$150 \cdot 10^{-7}$ cm
t_{EL}	spessore elettrodi drain source		$150 \cdot 10^{-7}$ cm
A	Area canale	$W \cdot L$	$4 \cdot 10^{-6}$ cm ²
A_{EL}	Area degli elettrodi di source e drain	$W \cdot L_{EL}$	$4 \cdot 10^{-6}$ cm ²
q	Carica elementare		$1.6 \cdot 10^{-19}$ C
p_0	Densità dei portatori di carica nel semiconduttore organico		$2,2 \cdot 10^{14}$ cm ⁻³
ϵ_0	Permeabilità elettrica nel vuoto		$8,854 \cdot 10^{-14}$ F cm ⁻¹
ϵ_{OSC}	Permeabilità relativa del semiconduttore organico		4
μ_{FET}	Mobilità trasversale		$0,01$ cm ² V ⁻¹ s ⁻¹
μ_T	Mobilità trasversale del semiconduttore organico		$1,7 \cdot 10^{-5}$ cm ² V ⁻¹ s ⁻¹
C_{DL}	Capacità di double layer		$4,6 \cdot 10^{-6}$ F cm ⁻²
R_G	Resistenza della soluzione elettrolitica		5 k Ω
$R_{ct(G,S,D)}$	Resistenza di trasferimento di carica nell'interfaccia soluzione/semiconduttore organico		1,24 M $\Omega \cdot$ cm ²
C_{GC}	Capacità tra soluzione e canale conduttivo	$\frac{2}{3} C_{DL} \cdot A$	$1,23 \cdot 10^{-11}$ F
R_{GC}	Resistenza di trasferimento di carica	$\frac{3}{2} R_{ctG}/A$	$2,5 \cdot 10^{12}$ k Ω
R_{SO}	Resistenza di trasporto tra semiconduttore e source	R_{ctS}/A_{EL}	$3,1 \cdot 10^8$ k Ω
R_{DO}	Resistenza di trasporto tra semiconduttore e drain	R_{ctD}/A_{EL}	$3,1 \cdot 10^8$ k Ω
C_{SO}	Capacità di overlap source	$C_{DL} \cdot A_{EL}$	$1,8 \cdot 10^{-11}$ F
C_{DO}	Capacità di overlap drain	$C_{DL} \cdot A_{EL}$	$1,8 \cdot 10^{-11}$ F
R_{oscS}	Resistenza del semiconduttore al source	$\frac{t_{OSC} - t_{EL}}{q p_0 A_{EL} \mu_T}$	$2,1 \cdot 10^6$ k Ω
R_{oscD}	Resistenza del semiconduttore al drain	$\frac{t_{OSC} - t_{EL}}{q p_0 A_{EL} \mu_T}$	$2,1 \cdot 10^6$ k Ω
C_{oscS}	Capacità geometrica del semiconduttore tra l'elettrodo di source e la soluzione	$\frac{\epsilon_0 \epsilon_{OSC} A_{EL}}{t_{OSC} - t_{EL}}$	$2,8 \cdot 10^{-13}$ F

CoscD	Capacità geometrica del semiconduttore tra l'elettrodo di drain e la soluzione	$\frac{\epsilon_0 \epsilon_{OSC} A_{EL}}{t_{OSC} - t_{EL}}$	$2,8 \cdot 10^{-13} \text{ F}$
R _{SB}	Resistenza tra source e substrato		$5 \cdot 10^{14} \text{ k}\Omega$
R _{DB}	Resistenza tra drain e substrato		$5 \cdot 10^{14} \text{ k}\Omega$
C _{SB}	Capacità tra source e substrato		$6,9 \cdot 10^{-14} \text{ F}$
C _{DB}	Capacità tra drain e substrato		$6,9 \cdot 10^{-14} \text{ F}$

Di seguito riportiamo una tabella che illustra la polarizzazione applicata all'EGOFET nelle simulazioni:

Simbolo	Descrizione	Equazione	Valore
V _{DD}	Tensione di alimentazione		-3,5 V
V _{SS}	Tensione di alimentazione		1,5 V
V _D	Potenziale al drain	$V_{DD} + R_D \cdot I_{DS}$	-0,5 V
V _S	Potenziale al source	$V_{SS} - R_S \cdot I_{DS}$	0 V
V _G	Potenziale al gate		-0,5 V
V _T	Tensione di soglia		-0,2V
V _{DS}	Tensione tra drain e source	$V_D - V_S$	-0,5 V
V _{GS}	Tensione tra gate e source	$V_G - V_S$	-0,5 V
I _{DS}	Corrente drain-source	$\frac{1}{2} C_{DL} \mu_{FET} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$	2,07 nA
g _m	Transconduttanza dell'EGOFET	$-\frac{2 I_{DS}}{(V_{GS} - V_T)}$	13,8 nS
R _D	Resistenza al drain		1,5 GΩ
R _S	Resistenza al source		0,7 GΩ

Conclusioni:

In questa tesi viene presentato un modello ai piccoli segnali che tenga conto delle componenti parassite all'interno dell'EGOFET, per poi simularlo e verificare le sue prestazioni al variare dei parametri ipotizzati.

A tale scopo vengono riprese delle nozioni di funzionamento di un normale MOSFET per elaborare un modello strutturale per l'EGOFET, dando poi dei cenni sulla capacità di double layer che si genera all'interfaccia elettrolita/semiconduttore, necessaria per il funzionamento di questo dispositivo.

Con queste nozioni siamo stati in grado di tradurre i parametri e le non-idealità del dispositivo in un circuito con impedenze dal quale abbiamo sviluppato il circuito ai piccoli segnali, che viene riportato nella Figura 2.5.

Attraverso tale modello abbiamo simulato la risposta in frequenza dell'EGOFET, attraverso due tipi di configurazioni: configurazione ad amplificatore di transconduttanza e configurazione a source comune.

Per ogni configurazione sono state fatte due ipotesi di funzionamento; una in cui veniva considerato il substrato del transistor a massa, mentre l'altra lo si considerava flottante, con conseguente variazione del circuito.

Per la prima configurazione si è notato come per entrambe le ipotesi il circuito risultasse il medesimo e, attraverso l'ausilio della funzione di trasferimento semplificata, si è capito che i parametri che maggiormente ne determinavano il comportamento erano g_m ed R_G , la prima controlla lo zero a parte reale positiva, mentre la seconda il polo.

Il problema in questa configurazione è stato l'aumento del rapporto segnale rumore all'uscita, questo perché la g_m piccola, portava lo zero ad iniziare il suo effetto a basse frequenze con conseguente aumento del guadagno per quelle alte, che poi rimaneva costante per la presenza del polo di R_G ; in sostanza mi portava ad un'amplificazione dei disturbi.

Successivamente si passa al caso a source comune, dove g_m controlla sempre lo zero a parte reale positiva, mentre R_D ed R_G controllano i due poli.

In questo caso si nota un deciso miglioramento del rapporto segnale rumore, questo perché, con la presenza della resistenza al drain, viene aumentato il guadagno a bassa frequenza ed inoltre si introduce un ulteriore polo, rispetto alla configurazione come amplificatore di transconduttanza, che porta successivamente alla caduta del guadagno per le alte pulsazioni.

Viene poi introdotta, come prospettiva futura, la configurazione a source comune con resistenza al source, di cui sono solo stati fatti dei ragionamenti sui diagrammi ricavati dalle simulazioni.

Si è visto come la risposta in frequenza variasse in seguito alla scelta delle resistenze, in particolare di quella di source, in grado di indurre un calo del guadagno a bassa frequenza se presa troppo alta (intorno ai 700 M Ω).

Questo indica, quindi, la presenza di un limite fisico per la scelta delle resistenze di cui si dovrà tenere conto se si vogliono ottenere determinate prestazioni.

Per concludere si è parlato della transconduttanza interna del transistor e come questa risulti molto piccola dato che dipende dai parametri intrinseci del dispositivo a cui si somma il deterioramento del materiale organico con cui è costruito l'EGOFET.

Per risolvere questo problema si può pensare di sostituire la resistenza al source con un MOSFET in modo da fissare il punto di polarizzazione, rendendo così g_m indipendente dalle componenti del dispositivo.

Un punto di svolta potrebbe essere quello dell'utilizzo di materiali con mobilità più elevate in grado così di migliorare le performance di mobilità degli EGOFET, ma per questo sarà necessario fare altra ricerca al fine di trovare un materiale con tali proprietà in combinazione con una maggiore stabilità, in modo da rendere questi dispositivi più duraturi nel tempo.

Bibliografia:

- Richard S. Muller and Theodore I. Kamins with Chan Mansun, Device Electronics for Integrated Circuits, Wiley, Third Edition, USA, 28 Ottobre 2002, Chapter 9 Mos Field-Effect Transistor I: Physical Effects and Models.
- Nicolò Lago, Nicola Wrachiena, Morten G. Pedersen, Andrea Cester; Simultaneous stimulation and recording of cell activity with reference-less sensors: Is it feasible?, ELSEVIER, 17 Luglio 2018, Organic Electronics (62), Pag.: 677, 678, 679.
- Anis Allagui, Hachemi Benaoum, Oleg Olendski; On the Gouy–Chapman–Stern model of the electrical double-layer structure with a generalized Boltzmann factor, ELSEVIER, 10 Luglio 2021, Physica A 582 (2021), pag.: 1,2.
- Deyu Tu, Lars Herlogsson, Loïg Kergoat, Xavier Crispin, Magnus Berggren, and Robert Forchheimer; A Static Model for Electrolyte-Gated Organic Field-Effect Transistors, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, ottobre 2011, Vol. 58, No.10, Pag.: 3574, 3575, 3576, 3577, 3578, 3579, 3580.
- Loïg Kergoat, Lars Herlogsson, Daniele Braga, Benoit Piro, Minh-Chau Pham, Xavier Crispin, Magnus Berggren, and Gilles Horowitz; A Water-Gate Organic Field-Effect Transistor, Advanced Materials, 2010, 22, Pag.: 2565-2569
- Katharina Melzer, Marcel Brändlein, Bogdan Popescu, Dan Popescu, Paolo Lugli and Giuseppe Scarpa; Characterization and simulation of electrolyte-gated organic field-effect transistors, Faraday Discussions, 16 maggio 2014, 174, 399-411, DOI: 10.1039/c4fd00095a
- Nicolò Lago, Andrea Cester, et al, A physical-based equivalent circuit model for an organic/electrolyte interface, ELSEVIER, 14 maggio 2016, Organic Electronics (35), Pag.: 176-180.
- Denjung Wang, Vincent Noël and Benoît Piro, Electrolytic Gated Organic Field-Effect Transistors for Application in Biosensors—A Review, MDPI, 25 febbraio 2016, Electronics 2016, Pag.: 1-5, DOI: 10.3390/electronics5010009