

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI GENOVA

SCUOLA POLITECNICA



Corso di Studi in Ingegneria Elettronica

Progetto e simulazione di un circuito Full Adder TSPC

Alessio Caligiuri, Emanuele Anfuso

Indice

1	Introduzione	1
1.1	Fasi di lavoro	1
2	Analisi	5
2.1	Il modello semplificato del MOS	5
2.2	La caratteristica reale del MOS	6
2.3	Funzionamento dinamico dei circuiti CMOS	7
2.4	Il Full Adder TSPC	10
3	Progettazione circuitale	13
3.1	Dimensionamento di massima	13
3.2	Fitting dei parametri	13
4	Layout	14
4.1	Premessa	15
4.2	Disegno dei singoli stadi	15
4.3	Full design	15
5	Conclusioni finali	16

Capitolo 1

Introduzione

Questa relazione illustra il progetto del layout di un circuito sommatore CMOS integrato che sfrutti la tecnica TSPC (*True Single Phase Clock*) presentata da *Yuan e Svensson* nell'articolo (CITA ARTICOLO). Il lavoro si inserisce nell'ambito del corso di Microelettronica tenuto dal Prof. Daniele Caviglia nella Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica dell'Università degli Studi di Genova.

L'elaborato vuole descrivere nel dettaglio il lavoro svolto, i risultati raggiunti e le problematiche riscontrate durante lo stesso. Inizieremo dunque con l'illustrare i vari passi percorsi, per poi scendere nel dettaglio delle fasi di analisi (sia della tecnologia utilizzata che del circuito sommatore) e di progettazione vera e propria.

1.1 Fasi di lavoro

In Fig. 1.1 è rappresentato il diagramma di flusso che abbiamo seguito durante il nostro lavoro. Tale sequenza di passi è generalizzabile a qualsiasi progetto di circuiti digitali, quando si parte da uno schema circuitale e si vuole giungere al disegno delle maschere di produzione che lo realizzano rispettando le specifiche desiderate. Nel diagramma ogni rettangolo indica l'operazione da eseguire, mentre il rombo comporta un controllo che determina il passo successivo da intraprendere.

Prima di scendere nel dettaglio delle varie fasi introduciamo i vari software utilizzati nel corso del progetto. Già indicati nel diagramma di flusso, essi sono:

- *MATLAB*: software che facilita l'esecuzione e la gestione di calcoli matematici;

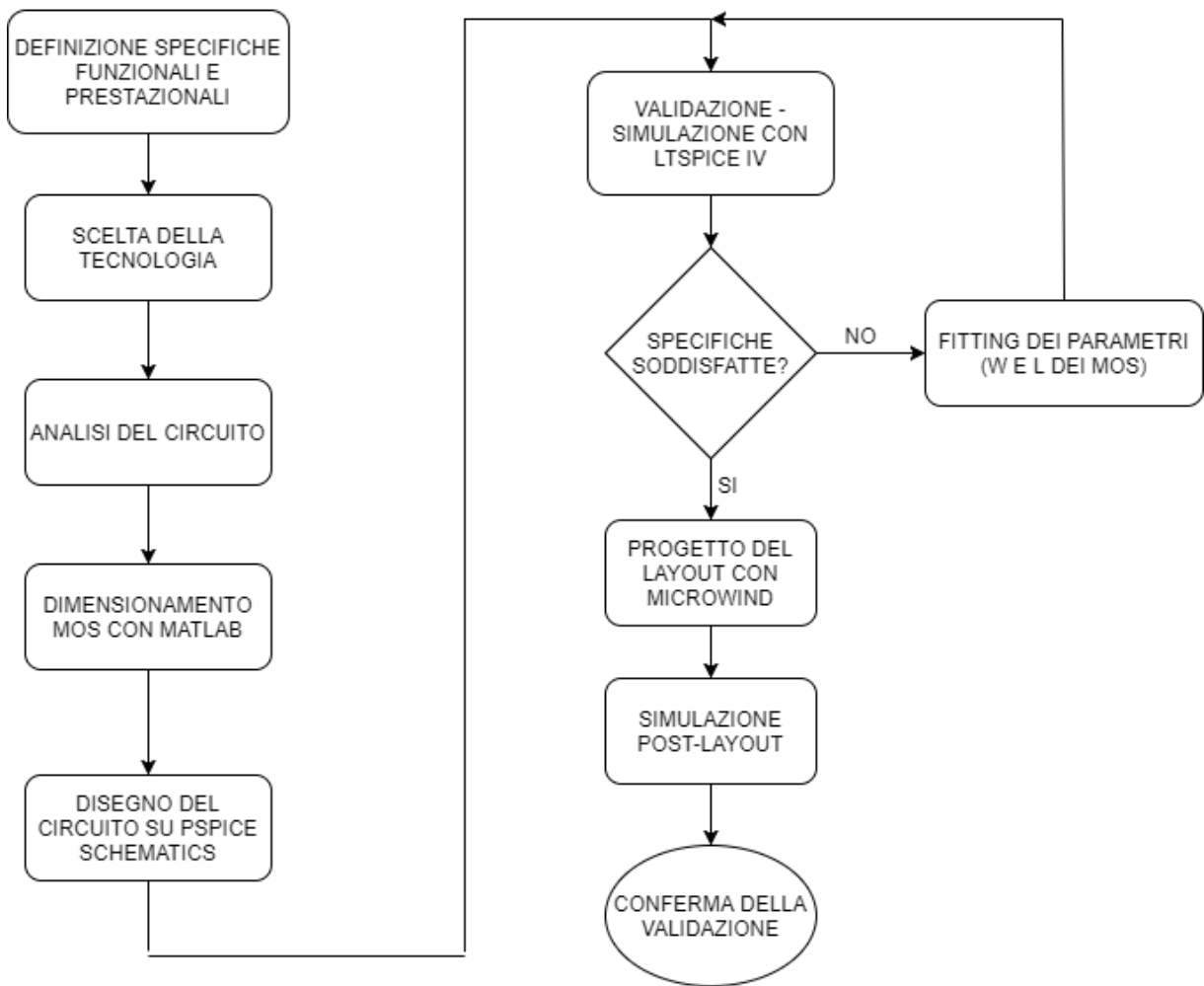


FIGURA 1.1: Flusso di progetto.

- *PSpice*: programma di simulazione circuitale;
- *LTspice IV*: anch'esso dedicato alla simulazione circuitale, lo abbiamo scelto in quanto il precedente PSpice nella versione gratuita presenta alcune restrizioni, in particolare sul numero massimo di transistor presenti nel circuito;
- *Microwind*: software per il disegno di maschere di produzione di circuiti integrati.

Procediamo quindi con la descrizione del flusso di progetto di Fig. 1.1 in relazione al nostro lavoro. Il punto di partenza è la definizione delle specifiche di progetto. Queste nel nostro caso ci sono state fornite come consegna e sono riassunte nel seguente elenco:

- Tensione di alimentazione V_{DD} : 1.2 V
- Capacità di carico C_{load} sulle uscite *SUM* e *CARRY*: 100 fF

- Frequenza operativa f : 2 GHz
- Tipologia di progettazione del circuito: *standard cell*
- Segnali di ingresso: tre generatori di tensione ideali, con tempi di salita e di discesa pari a 25 ps

Anche il tipo di tecnologia ci è stato indicato nella consegna del progetto: tecnologia CMOS 0.12 μ m. Questo dato è molto importante nel progetto di circuiti integrati, in quanto tra le altre cose indica la lunghezza minima di canale che possono avere i transistor MOS.

La terza fase prevede l'analisi dello schema circuitale del Full Adder presente nell'articolo citato nell'introduzione. Nella sezione ?? sarà illustrata l'analisi in dettaglio. A partire da quest'ultima, come vedremo, è stato possibile individuare le relazioni analitiche che ci hanno permesso di legare i nostri parametri di progetto, ottenuti a partire dalle specifiche funzionali e prestazionali, con i parametri liberi, ovvero le dimensioni dei transistor MOS presenti nel circuito.

Il dimensionamento dei MOS è per l'appunto la quarta fase del processo e ne rappresenta uno dei momenti più critici, in quanto getta le basi per il funzionamento del circuito finale. Esso tuttavia è basato sull'utilizzo di modelli analitici approssimati, per cui le dimensioni dei MOS trovati a questo passo non sono quelle definitive. Nel cap. 3, dedicato alla progettazione circuitale, parleremo in dettaglio di questo aspetto.

Ottenuta una prima approssimazione delle dimensioni dei transistor si procede con la quinta fase, la quale prevede il disegno del circuito su un software che ne permetta la simulazione. In particolare noi abbiamo disegnato il circuito su PSpice Schematics, ne abbiamo esportato la netlist, e abbiamo simulato quest'ultima con LTspice IV, per i problemi di cui abbiamo già parlato, impiegando per le simulazioni il modello del MOS fornito da Microwind e dipendente dalla tecnologia di processo scelta. Anche questo passaggio sarà esaurientemente descritto nel cap. 3.

Il passo successivo è uno dei più interessanti. La fase precedente ha infatti permesso di ottenere una simulazione del circuito dimensionato per via analitica, ma come abbiamo già detto non ci si deve stupire se il risultato non è soddisfacente. Occorre un'attenta analisi dei segnali presenti in ogni ramo del circuito così da individuare eventuali punti critici e perfezionare di conseguenza le dimensioni dei MOS. Inizia così una fase di *fitting dei parametri*, composta da un ciclo di analisi e ritocco delle dimensioni, che termina soltanto quando ci si ritiene soddisfatti della simulazione circuitale.

Identificate le dimensioni finali dei transistor si procede al progetto e disegno del layout di circuito su Microwind, secondo l'approccio *standard cell*. Questa fase sarà descritta nel Cap. 4 e, una volta terminata, è seguita da una simulazione finale post-layout che, se in accordo con la simulazione pre-layout, consente di validare il disegno finale.

Capitolo 2

Analisi

2.1 Il modello semplificato del MOS

Dato che il circuito trattato in questo progetto è basato su tecnologia CMOS è doveroso iniziare con l'analisi del *mattoncino base* che lo compone, ossia il transistor di tipo MOSFET.

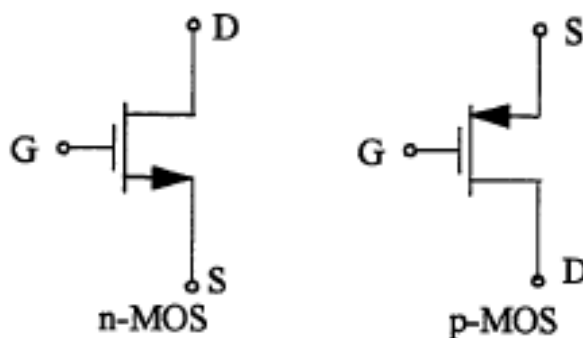


FIGURA 2.1: Simbolo NMOS (a sinistra) e PMOS (a destra)

Il modello semplificato introduce una *tensione di soglia* V_{th} e prevede che il dispositivo possa operare in tre zone di funzionamento, illustrate di seguito. Per semplicità consideriamo un NMOS; per il PMOS i segni di correnti e tensioni sono invertiti.

- *Interdizione* - la V_{GS} è sotto la soglia e non si è formato il canale, quindi la corrente di drain è nulla:

$$V_{GS} < V_{th_n} \quad \Rightarrow \quad I_D = 0. \quad (2.1)$$

- *Zona lineare* - V_{GS} è sopra alla soglia e il canale si estende dal drain al source:

$$\begin{cases} V_{GS} \geq V_{th_n} \\ V_{DS} < V_{GS} - V_{th_n} \end{cases} \Rightarrow I_D = \mu_n C'_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th_n}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (2.2)$$

se V_{DS} è piccola il MOS si comporta come un resistore controllato da V_{GS} (relazione lineare tra V_{DS} e I_D):

$$I_D \simeq \mu_n C'_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th_n}) V_{DS}. \quad (2.3)$$

- *saturazione* - V_{GS} è sopra alla soglia e il canale presenta uno strozzamento in prossimità del drain; il MOS si comporta come un generatore di corrente I_D costante, pilotato dalla tensione V_{GS} :

$$\begin{cases} V_{GS} \geq V_{th_n} \\ V_{DS} > V_{GS} - V_{th_n} \end{cases} \Rightarrow I_D = \frac{1}{2} \mu_n C'_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th_n})^2. \quad (2.4)$$

Le grandezze μ_n (*mobilità dei portatori di carica*) e C'_{ox} (*capacità dell'ossido per unità di area tra gate e canale*) dipendono dalla tecnologia impiegata. Nel nostro caso (*Microwind* 0.12 μm) si ha:

- NMOS: $V_{th_{n,0}} = 0.40 \text{ V}; \quad \mu_n = 600 \frac{cm^2}{V \cdot s}$
- PMOS: $V_{th_{p,0}} = -0.45 \text{ V}; \quad \mu_p = 200 \frac{cm^2}{V \cdot s}$

mentre per entrambi l'ossido ha spessore $t_{ox} = 2.0 \cdot 10^{-9} \text{ m}$ e permittività elettrica relativa $\epsilon_{r_{SiO_2}} = 3.9$. Si ricava quindi:

$$C'_{ox} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{t_{ox}} = \frac{8.85 \cdot 10^{-12} [F/m] \cdot 3.9}{2.0 \cdot 10^{-9} [m]} \simeq 17.26 \cdot 10^{-3} \frac{F}{m^2} \quad (2.5)$$

2.2 La caratteristica reale del MOS

Il modello del MOS mostrato nella sezione 2.1 è ben distante dalla realtà, perché si manifestano:

- *effetti di canale corto*, particolarmente visibili quando i transistor sono realizzati con la lunghezza minima disponibile per la tecnologia, come nel caso dei dispositivi

digitali, in cui si vogliono minimizzare le dimensioni; ciò comporta la progressiva riduzione della velocità dei portatori di carica nel canale, diminuendo il fattore μ e quindi il guadagno;

- *effetto body*, per il quale la V_{th} diminuisce all'aumentare della tensione V_{SB} ; nei dispositivi integrati spesso il source del MOS non è collegato al bulk (ovvero il substrato) e quindi $V_{SB} \neq 0 \Rightarrow |V_{th}| < |V_{th0}|$ (con V_{th0} tensione di soglia per $V_{SB} = 0$).

Utilizzando il software *Microwind* e il simulatore *LTspice* abbiamo ottenuto varie curve caratteristiche per confrontare il risultato più vicino alla realtà con quello aderente al modello teorico presentato in sezione 2.1.

2.3 Funzionamento dinamico dei circuiti CMOS

Per valutare le prestazioni dinamiche della tecnologia CMOS, consideriamo come caso di studio un inverter con carico capacitivo ed effettuiamo un'analisi temporale fornendo in ingresso un'onda quadra.

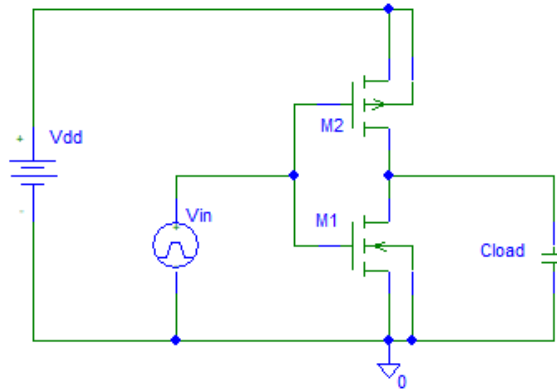


FIGURA 2.2: Inverter CMOS con capacità di carico.

Consideriamo un fronte di discesa della tensione d'uscita: in questo caso il condensatore, precedentemente caricato a V_{DD} viene scaricato dal nMOS che funziona inizialmente in regime di saturazione ($V_{DS} > V_{GS} - V_{thn}$) per poi concludere la scarica in zona lineare.

Questa situazione è schematizzata in figura 2.4. La corrente $i_D(t) = -i_C(t)$ è quella che scorre nel canale del nMOS scaricando il condensatore. Si ha che:

$$i_C(t) = C \frac{d}{dt} v_{OUT}(t) \quad (2.6)$$

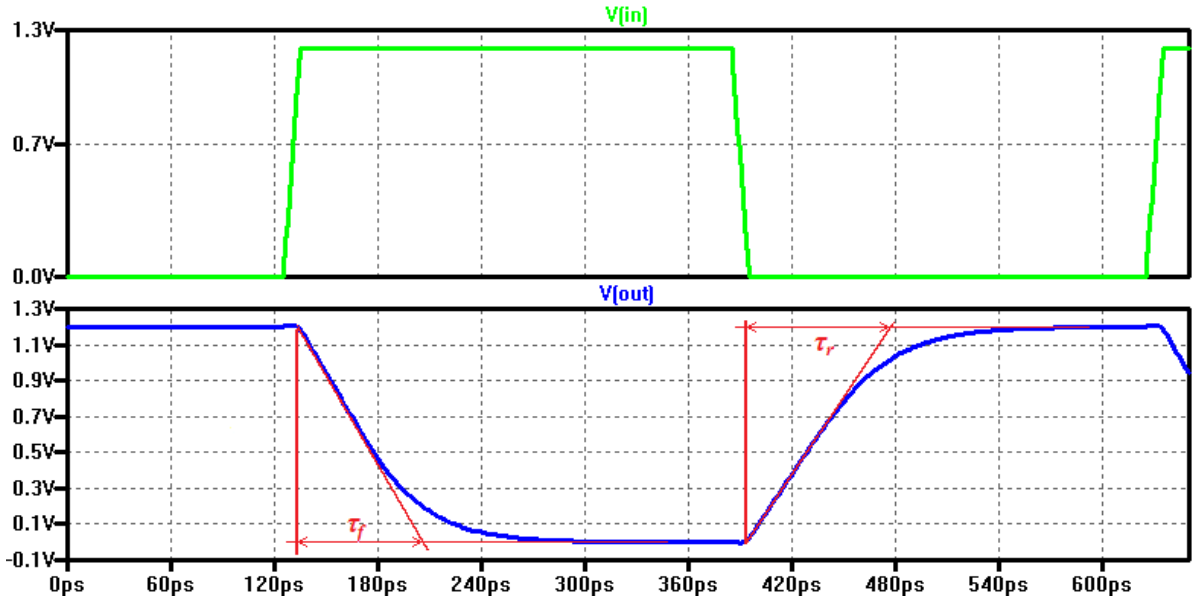


FIGURA 2.3: Simulazione temporale di un inverter CMOS con capacità di carico.

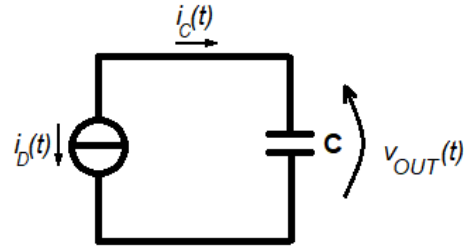


FIGURA 2.4: circuito equivalente per la scarica della capacità.

da cui, integrando tra t_0 e t , si ottiene l'evoluzione temporale di $v_{OUT}(t)$ a partire dalla condizione iniziale $v_{OUT}(t_0)$:

$$\int_{t_0}^t i_C(\xi) d\xi = C \int_{t_0}^t \frac{d}{d\xi} v_{OUT}(\xi) d\xi \quad (2.7)$$

ovvero, calcolando l'integrale a secondo membro e riordinando i termini:

$$v_{OUT}(t) - v_{OUT}(t_0) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C(\xi) d\xi \quad (2.8)$$

Un'approssimazione valida per semplificare l'analisi si ottiene supponendo che il transistor operi solo in saturazione; esso si comporta quindi come un generatore di corrente costante e $i_C(t) = -i_D(t) = -I_D$; in tal caso l'integrale a secondo membro diventa una retta in t e la scarica di C ha un andamento lineare:

$$v_{OUT}(t) - v_{OUT}(t_0) \approx -\frac{1}{C} \int_{t_0}^t I_D d\xi = -\frac{I_D}{C}(t - t_0) \quad (2.9)$$

Questa formula, chiaramente, ha senso fisico finché $0 < V_{out}(t) < V_{DD}$, ovvero per i t che soddisfano questo vincolo. Scegliendo un istante di tempo $t_1 > t_0$, si ha:

$$\Delta V = |v_{OUT}(t_1) - v_{OUT}(t_0)| \approx \frac{|I_D|}{C}(t_1 - t_0) \quad (2.10)$$

Nel caso del fronte di salita conduce il pMOS e si possono fare considerazioni analoghe; la 2.10 resta valida grazie agli operatori di valore assoluto.

Ai fini progettuali, in riferimento ai fronti di salita e discesa siamo interessati al tempo necessario per passare dal livello logico basso ($0V$) a quello alto ($+V_{DD}$) e viceversa. Nel caso di fronte di discesa, iniziamo l'analisi con C carico a $v_{OUT}(t_0) = V_{DD}$ e scegliamo t_1 t.c. $v_{OUT}(t_1) = 0$; facciamo il viceversa con il fronte di salita. Otteniamo così una comoda formula approssimata, valida in entrambi i casi:

$$\Delta V = \frac{\tau |I_D|}{C} \quad \Leftrightarrow \quad |I_D| = C \frac{\Delta V}{\tau} \quad (2.11)$$

dove $\Delta V = V_{DD}$ è (in modulo) il "salto" di tensione da compiere e $\tau := t_1 - t_0$ è una stima del tempo di salita/discesa, ovvero il tempo di carica/scarica (lineare) della capacità $C = C_{load}$.

La validità di questa formula è discutibile: la stima del tempo di discesa è ottimistica ma è comunque utilizzabile come riferimento grossolano ai fini progettuali. Infatti, unendo questo risultato con l'equazione 2.4 (corrente di drain del MOS in saturazione) si ottiene una formula di progetto approssimata per determinare il rapporto d'aspetto necessario per avere i desiderati tempi di salita e discesa:

$$\frac{W}{L} = \begin{cases} \frac{2 C_{load} V_{DD}}{\tau \mu_n C'_{ox} (V_{DD} - V_{thn})^2} & nMOS \\ \frac{2 C_{load} V_{DD}}{\tau \mu_p C'_{ox} (V_{DD} - |V_{thp}|)^2} & pMOS \end{cases} \quad (2.12)$$

Una rappresentazione della carica/scarica lineare confrontata con l'andamento reale è visibile in figura 2.3.

2.4 Il Full Adder TSPC

Analizziamo ora il circuito full adder TSPC presentato da Yuan e Svensson in [1]. Lo schema è mostrato in fig. 2.5.

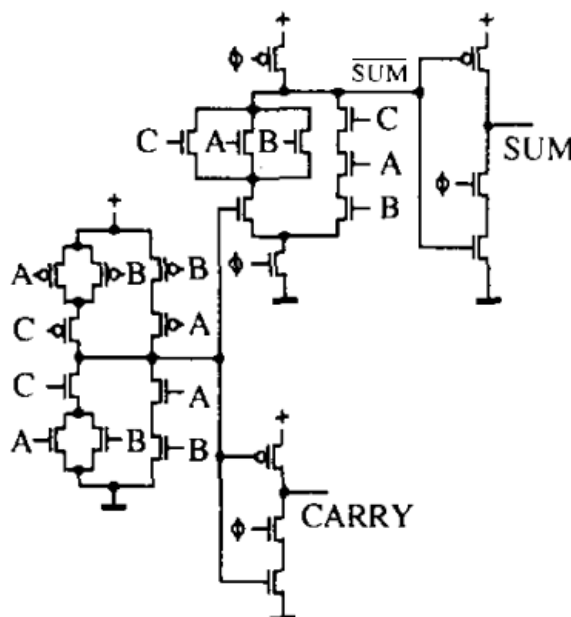


FIGURA 2.5: TSPC full adder.

La tecnica TSPC (*True single phase clock*) permette di ottimizzare le performance di circuiti CMOS, soprattutto in termini di frequenza operativa. Tale risultato è raggiunto mediante la temporizzazione del funzionamento dei circuiti CMOS e più precisamente con l'aggiunta di un segnale di clock che, nel caso del circuito in esame, identifica due sole fasi in cui può trovarsi a lavorare quest'ultimo:

- *Fase di precarica*: il segnale di clock Φ è a livello logico basso, per cui i MOS di tipo p pilotati da Φ si trovano in conduzione, mentre quelli di tipo n sono in interdizione. Facendo riferimento allo schema di fig. 2.5 ciò implica che durante questo semiperiodo del segnale di clock il segnale \overline{SUM} vada a livello alto, mentre i segnali SUM e $CARRY$, che tra l'altro sono i segnali di uscita, mantengano il valore cui si trovavano all'inizio del semiperiodo.
- *Fase di valutazione*: Φ è a livello alto, i pMOS da esso pilotati non conducono, a differenza degli nMOS. Nel circuito in esame questo implica che il valore logico dei segnali SUM e $CARRY$ dipenda da tutti i restanti segnali, ovvero A, B e C , secondo la funzione logica tipica del sommatore full adder.

Valutiamo più precisamente cosa accade durante la fase di valutazione. Per farlo consideriamo la fig. 2.6 dove sono stati evidenziati i quattro stadi che compongono il circuito.

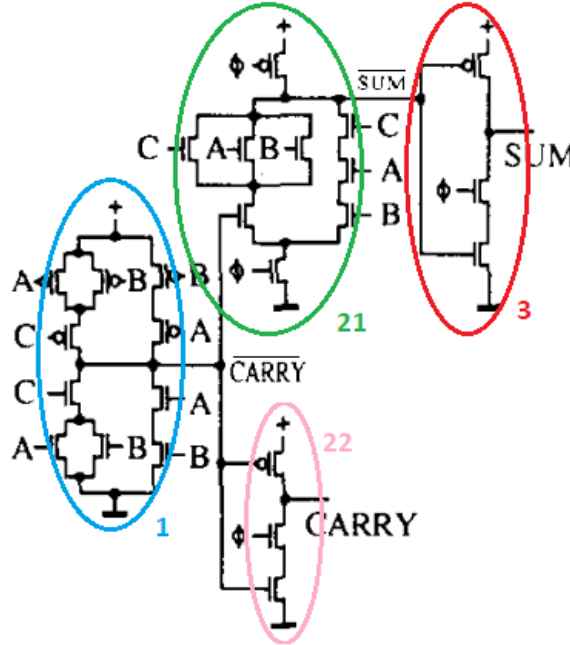


FIGURA 2.6: I quattro stadi che compongono il TSPC full adder.

Per quanto riguarda il segnale SUM lo stadio finale è il 3. La parte n di questo stadio CMOS è costituita da due nMOS, uno pilotato dal segnale di temporizzazione Φ e uno dal segnale $!SUM$ generato dallo stadio precedente. $!SUM$ pilota anche l'unico transistor pMOS presente nella parte p . Sull'uscita di questo stadio si ipotizza essere presente una capacità di carico pari a $100fF$ come da specifiche.

Il segnale $!SUM$ citato nel paragrafo precedente è a sua volta generato dallo stadio 2.1. La parte p consiste in un solo pMOS pilotato da Φ che ha il compito di fornire in uscita un 1 logico durante la fase di precarica mentre delega alla parte n la generazione di $!SUM$ durante la fase di valutazione. Quest'ultimo assumerà lo 0 logico solo se, durante la valutazione, è soddisfatta almeno una delle seguenti condizioni:

- A, B, C sono tutti alti contemporaneamente, cosicché i rispettivi nMOS possano condurre e creare così un percorso per la corrente dal nodo $!SUM$ a massa;
- $!CARRY$ è alto e almeno uno tra A, B , o C è alto, per lo stesso motivo del punto precedente.

Lo stadio 2.2 genera il segnale d'uscita $CARRY$ ed è del tutto analogo allo stadio 3.

Infine lo stadio 1 si occupa di determinare il valore del segnale *!CARRY*. La sua analisi è simile a quella dello stadio 2.1, sebbene questa volta non vi sia alcun transistor pilotato dal segnale di temporizzazione. *!CARRY* assume livello logico basso quando si crea un percorso per la corrente tra il nodo di uscita e massa, cioè quando *A* e *B* sono alti o uno dei due è alto assieme a *C*, cosicché i canali dei rispettivi nMOS sono presenti e il percorso si può così creare. Discorso duale vale per la parte *p*: se *A* e *B* sono bassi, o uno dei due è basso assieme a *C*, si forma un percorso di corrente tra l'alimentazione positiva e il nodo di uscita, ovvero *!CARRY* assume livello logico alto.

Capitolo 3

Progettazione circuitale

3.1 Dimensionamento di massima

In Tab. 3.1 le dimensioni ottenute per ciascun transistor.

Id MOS	Rapporto d'aspetto	$W(\mu\text{m})$	$L(\mu\text{m})$
1	30	3.24	0.12
2	12	2.24	0.12

TABELLA 3.1: Tabella dimensioni MOS

3.2 Fitting dei parametri

Capitolo 4

Layout

In Fig. 4.1 il layout finale del Full Adder TSPC.

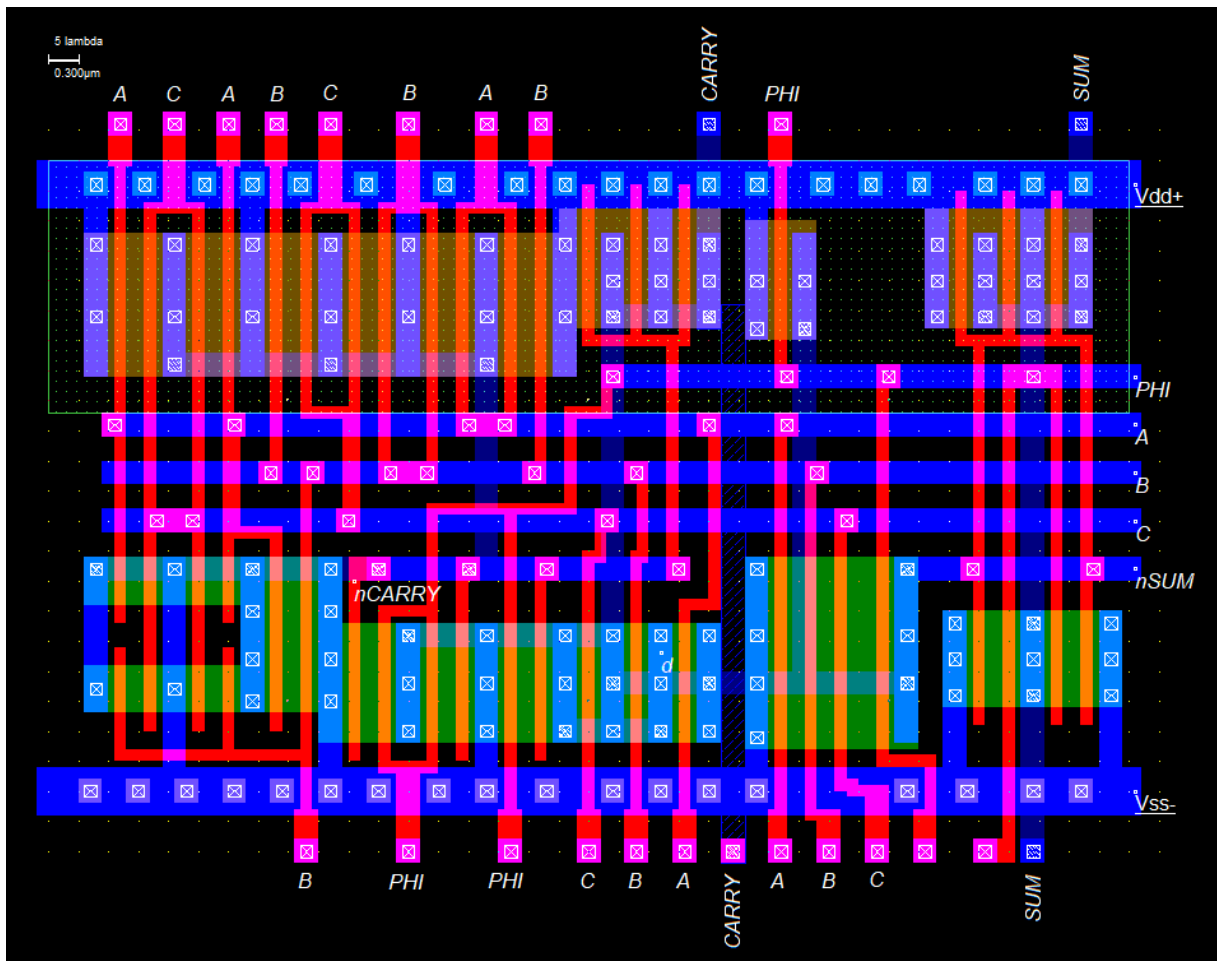


FIGURA 4.1: Layout finale.

4.1 Premessa

4.2 Disegno dei singoli stadi

4.3 Full design

Capitolo 5

Conclusioni finali

Bibliografia

- [1] Jiren Yuan and Christer Svensson. High-speed cmos circuit technique. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 24(1):62–70, 1989.