

INF3400/4400 Digital Mikroelektronikk

Løsningsforslag DEL 13

Våren 2007

YNGVAR BERG

I. DEL 13

A. Eksamensoppgave 2005

Hvorfor trengs buffere (repeaters) for å drive signaler over en viss avstand? Hvilke metallag er det vanlig å bruke til å distribuere spenningsreferanser og klokkesignaler?

A.1 Løsningsforslag

Motstanden og kapasitansen i en leder, typisk metall, er proporsjonal med lengden på ledere. Dette vil gi en stor tidsforsinkelse for signaler som skal transporteres langt. Det er vanlig å bruke de øverste metallag for distribusjon av forsynings spenninger og klokker, pga liten egenmotstand.

B. Eksamensoppgave 2005

Anta at en metalleder med lengde $l = 1800\mu m$ har egenmotstand $0.15\Omega/\mu m$ og egenkapasitans $0.2fF/\mu m$. Anta at ledere skal drives av en enhetsinverter, med $R = 3k\Omega \cdot \mu m$ og parasittisk kapasitans $C_p = 4.5fF/\mu m$, og buffres med invertere (repeaters). Hvor mange invertere trenger vi for å buffre? Finn størrelse på nMOS- og pMOS transistorene i buffrene.

B.1 Løsningsforslag

Vi har

$$\begin{aligned} \frac{l}{N} &= \sqrt{\frac{2RC_p}{R_w C_w}} \\ &= \sqrt{\frac{2 \cdot 3k\Omega \cdot \mu m \cdot 4.5 \frac{fF}{\mu m}}{0.15 \frac{\Omega}{\mu m} \cdot 0.2 \frac{fF}{\mu m}}} \\ &= 948.7 \\ &\approx 950\mu m \end{aligned}$$

Dette gir $N=2$, dvs. to buffere.

Størrelsen for nMOS transistoren blir

$$\begin{aligned} W &= \sqrt{\frac{RC_w}{R_w C_p}} \\ &= \sqrt{\frac{3k\Omega \cdot \mu m \cdot 0.2 \frac{fF}{\mu m}}{0.2 \frac{\Omega}{\mu m} \cdot 4.5 \frac{fF}{\mu m}}} \\ &= 25.8 \\ &\approx 26\mu m \end{aligned}$$

C. Forsinkelse i interkonnekt

Gitt en 3mm lang og $0.4\mu m$ bred leder i metall 2 i en 180nm prosess med egenmotstand $0.04\Omega/\square$ og kapasitans $0.25fF/cm$. Bruk π modell med tre segmenter (avdelinger) og lage en modell for ledere.

C.1 Løsningsforslag

Teori

Det er to grunner til at interkonnekt bidrar til å øke tidsforsinkelse i en krets:

1. Ruting av signaler (i metall) vil legge last til utgangen på en port.
2. Lange ledere har signifikant motstand.

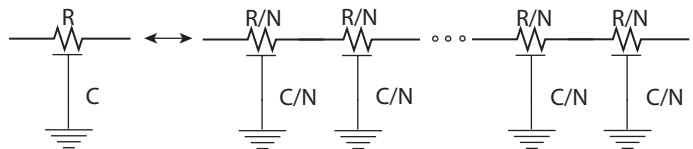


Fig. 1. Oppdeling av en leder i N deler. (FIG4.38)

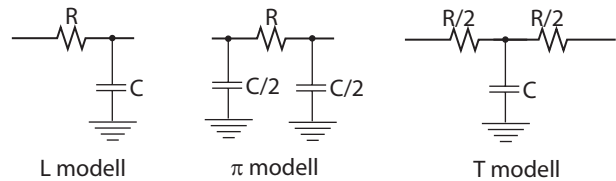


Fig. 2. Ulike modeller for forsinkelse i interkonnekt. (FIG4.38)

Det er enkelt å utvide Elmore forsinkelsesmodell med forsinkelse i interkonnekt. Motstand og kapasitans i en leder kan approksimeres ved å dele opp ledere i små avdelinger som vist i Fig. 1. Det er tre standard metoder for approksimasjon som benyttes; *L modell*, *π modell* og *T modell* som vist i Fig. 2. *L* modellen krever et høyt antall avdelinger for å produsere et nøyaktig resultat og anvendes derfor ikke så ofte. *π* modellen gir god nøyaktighet (3% avvik) for 3 eller flere avdelinger. *L* modellen kan sammenlignes med *π* modellen men vil være mer krevende å benytte fordi antallet elektriske noder er større. Vi ser at både kapasitans og motstand i en metalleder vil øke med lengde som medfører at forsinkelse i ledere øker kvadratisk.

Det er vanligst å bruke metallag til å rute signaler (interkonnekt) på grunn av liten egenmotstand.

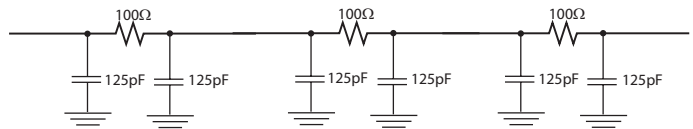


Fig. 3. π modell av leder.

3-segment π modell for leder er vist i Fig. 3. Lederen er $3000\mu m/0.4\mu m$ som utgjør 7500 arealenheter. Total motstand

er $(0.04\Omega/\square \cdot 7500\square = 300\Omega)$. Total kapasitans er $(0.25fF/\mu m) \cdot (3000\mu m) = 750fF$. Hvert Π -segment har en tredjedel av den totale motstanden og kapasitansen.

D. Crosstalk

To ledere med lengde $5mm$ har kapasitans $0.08fF/\mu m$ til jord og $0.1fF/\mu m$ til nabolederen. Hver leder blir drevet av en inverter med effektiv motstand lik $2k\Omega$.

D.1 Løsningsforslag

Teori

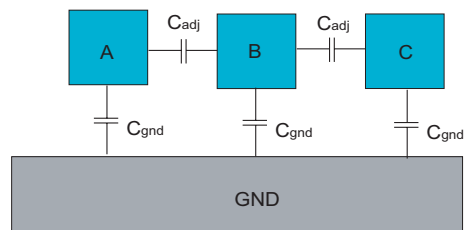


Fig. 4. Kapasitans mellom naboledere i samme lag og til GND. (FIG4.41)

I Fig. 4 er det vist kapasitans mellom naboledere i samme lag og til GND. Når A svitsjer¹ vil dette påvirke nabolederen B som også vil få en spenningsendring i samme retning. Den kapasitive påvirkningen kalles *crosstalk*. Crosstalk kan påvirke naboen lederen slik at nabolederen får økt eller redusert sin egens svitsjetid. Påvirkningsgraden er avhengig av kapasitand mellom lederne og den totale kapasitans knyttet til lederen som påvirkes av crosstalk.

E. Forsinkelse

B	ΔV	$C_{eff}(A)$	MCF
Konstant	V_{DD}	$C_{gnd} + C_{adj}$	1
Svitsjing i samme retning	0	C_{gnd}	0
Svitsjing i motsatt retning	$2V_{DD}$	$C_{gnd} + 2C_{adj}$	2

TABLE I

Crosstalk avhengighet av svitsjeretninger.

Dersom en leder og nabolederen svitsjer i samme retning vil lederne påvirke hverandre positivt, dvs. redusert, med hensyn på forsinkelse. I tabell I er det vist hvordan crosstalk påvirkes av svitsjeretninger. Ladning som overføres til en koblingskondensator er gitt av

$$Q = C_{adj}\Delta V, \quad (1)$$

der ΔV er spenningsendringen mellom de elektriske nodene (ledere). Dersom for eksempel A svitsjer og B ligger fast blir $\Delta V = V_{DD}$. Dersom nodene A og B svitsjer i motsatt retning blir $\Delta V = 2V_{DD}$. Dette kalles *Miller effekt*. *Miller koblingsfaktor (MCF)* modellerer kapasitansen mellom to elektriske nodere (ledere). En vanlig verdi for MCF er 1.5.

En konservativ modell for MCF er 2 ved beregning av propageringsforsinkelse og 0 ved beregning av contamination forsinkelse.

Vi kan beregne contamination- og propageringsforsinkelse ved å finne de relevante kapasitansene; $C_{gnd} = (0.08fF/\mu m) \cdot (5000\mu m) = 0.4pF$ og $C_{adj} = (0.1fF/\mu m) \cdot (5000\mu m) = 0.5pF$.

¹Transisjon fra 0 til 1 eller fra 1 til 0.

Tidsforsinkelsen er gitt av RC_{eff} . Contamination forsinkelse kan beregnes ved at vi antar at nodene svitsjer i samme retning slik at $C_{eff} = C_{gnd}$ og dermed $t_{cd} = (2k\Omega) \cdot (0.4pF) = 800ps$. Ved beregning av propageringsforsinkelse antar vi at lederne svitsjer i motsatt retning slik at $C_{eff} = C_{gnd} + 2C_{adj} = 1.4pF$ som gir $t_{pd} = (2k\Omega) \cdot (1.4pF) = 2.8ns$.

F. Hva er crosstalk støy?

F.1 Løsningsforslag

Teori

Når to ledere ligger forholdsvis nær hverandre vil de kunne påvirke hverandre elektrisk gjennom parasittiske (crosstalk) kapasitanser. En slik påvirkning er derfor kapasitiv. Anta et en leder B skal ligge på en fast spenningen og at en leder A svitsjer. Dersom A påvirker spenningen på B gjennom crosstalk kaller vi dette for *crosstalk støy*. I dette tilfellet kaller vi A for *aggressor* og B for *victim*.

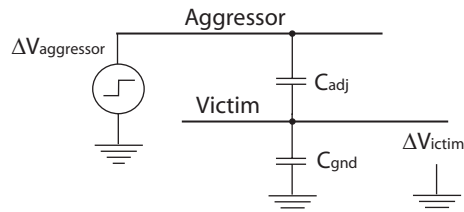


Fig. 5. Aggressor og victim. (FIG4.42)

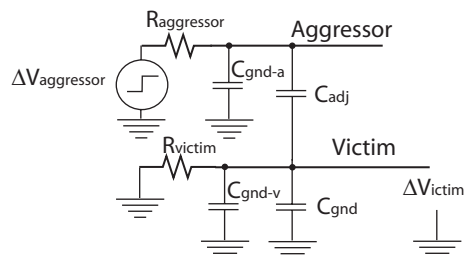


Fig. 6. Aggressor og victim med drivere. (FIG4.43)

I Fig. 5 ser vi to ledere med kapasitansen C_{adj} mellom lederne. Den ene lederen (victim) påvirkes av spenningsendring på den andre lederen (aggressor):

$$\Delta V_{victim} = \frac{C_{adj}}{C_{gnd} + C_{adj}} \Delta V_{aggressor}, \quad (2)$$

der $\Delta V_{aggressor}$ er spenningsendring på aggressor lederen. Dersom victim lederen drives vil strømmen som driveren leverer redusere crosstalk støy for victim. Dette kan modelleres som

$$\Delta V_{victim} = \left(\frac{C_{adj}}{C_{gnd} + C_{adj}} \right) \left(\frac{1}{1+k} \right) \Delta V_{aggressor}, \quad (3)$$

der

$$k = \frac{\tau_{aggressor}}{\tau_{victim}} = \frac{R_{aggressor} (C_{gnd-a} + C_{adj})}{R_{aggressor} (C_{gnd-v} + C_{adj})}, \quad (4)$$

der C_{gnd-a} og C_{gnd-v} er henholdsvis kapasitans for aggressor og victim til jord som vist i Fig. 6. Crosstalk støy er mest dominerende når victim er udrevet eller svakt drevet i forhold til aggressor, dette medfører at $k < 1$.

Effekten av crosstalk er vist i Fig. 7.

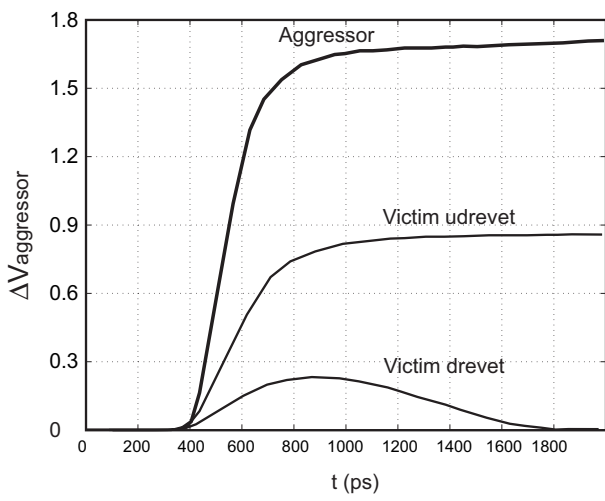


Fig. 7. Crosstalk. (FIG4.44)

G. Induktans

Anta et signal i metall 2 med en egenmotstand $0.04\Omega/\square$ og en bredde på $0.4\mu m$. Kapasitansen er $0.25fF/\mu m$ og induktansen er $0.5pH/\mu m$. Finn hastigheten til signalet og finn lengden der induktansen er signifikant (som funksjon av stigetid).

G.1 Løsningsforslag

Teori

Vanligvis sier vi at strømmer endrer spenninger i dynamiske noder ved å lade opp eller ut kapasitans knyttet til utganger på porter. I tillegg går det noen ganger strømmer mellom spenningsreferansene V_{DD} og V_{SS} (jord). I virkeligheten vil strømmer følge løkker i en integrert krets, typisk via spenningsreferansene. Strømmer som følger en løkke vil generere et magnetisk felt som er proporsjonalt med løkkens areal og strømstyrken. Endring av strømmen krever energi til å forandre det magnetiske feltet. Dette betyr at strømendringer inducerer en spenningsendring som er proporsjonal med endringsraten. Proporsjonalitetskonstanten kalles *induktans* L . Vi kan uttrykke den induserte spenningen som:

$$V = L \frac{dI}{dt}. \quad (5)$$

Induktans og kapasitans bestemmer lyshastigheten i et materiale. Selv om motstanden er 0, som vil gi $RC = 0$ dvs. ingen RC forsinkelse, kan vi uttrykke lysets tidsforsinkelse i en leder med lengde l og med kapasitans per enhetslengde C og induktans per enhetslengde L som

$$t_{pd} = l\sqrt{LC}. \quad (6)$$

Vi kan uttrykke signalthastighet v som

$$\begin{aligned} v &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{ox}\mu_0}} \\ &= \frac{c}{\sqrt{k}}, \end{aligned} \quad (7)$$

der μ_0 er magnetisk permittivitet i vakum ($4\pi \cdot 10^{-7} H/m$) og c er lyshastigheten i vakum ($3 \cdot 10^8 m/s$). Det vil si at signaler oppnår ca. halve lyshastigheten. Dersom man velger et dielektrisk materiale med lav dielektrisk konstant eller relativ permittivitet $k < 3.9$ vil hastigheten øke.

Endringer i magnetfelt kan forårsake at strømveier endres og dette vil kunne redusere hastighet som følge av *induktiv crosstalk*.

Induktansen til en leder med lengde l og bredde w lokalisert i høyde h over et jordplan kan (forenklet) uttrykkes som:

$$L = l \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right), \quad (8)$$

dersom vi antar at $w < h$ og tykkelsen på lederen er neglisjerbar. Typiske induktanser på en integrert krets er i området $0.15 - 1.5pH/\mu m$ avhengig av nærhet av forsyningsplan (V_{DD} eller jord gnd).

Strømmer vil følge veier med lavest impedans $Z = R + j\omega L$. Ved høye frekvenser ω vil impedansen domineres av induktans. Induktansen reduseres når strømmen går nær overflaten av den nærmeste returveien for strømmen. Denne effekten kalles *skinn effekt* ("skin effect") og kan i praksis redusere det effektive tverrsnittet av den tykkeste lederen og dermed øke den effektive motstanden i lederen ved høye frekvenser. *Skinn dybde* kan uttrykkes som:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_0}}, \quad (9)$$

der ρ er egenmotstanden til lederen, og ω er frekvensen (klokkefrekvensen) i systemet.

Skinndybde blir et større problem i mer moderne teknologier (prosesser) pga. av høye frekvenser. Da vil nytten av å bruke tykke ledere bli redusert.

H. Betydning av induktans i integrerte kretser

Den viktige frekvensen er den høyeste frekvensen med signifikant effekt i signalets Fourier transform. Dette er en frekvens som er internt i en integrert krets og assosiert med prosessparameterverdier som gir høyest hastighet:

$$\omega = \frac{2\pi}{6t_{rf}}. \quad (10)$$

Ekstrahering av induktans er generelt et tredimensjonalt problem og ekstremt tidkrevende for komplekse geometrier. Inkludering av induktans i simuleringer er vanskelig og derfor er det vanlig å holde seg til designregler som gjør at man kan neglisjere induktans.

Induktans har alltid vært viktig for innkapsling av integrerte kretser fordi de fysiske størrelsene blir store i forhold til internt i de integrerte kretsene. Induktans internt i integrerte kretser er viktig for ledere der lyshastigheten er større enn RC forsinkelse for lederen. Lyshastigheten øker lineært med lederens lengde mens RC forsinkelse øker kvadratisk. Vi kan derfor estimere lengden på ledere der induktans ikke har betydning.

$$\frac{t_r}{2\sqrt{LC}} < l < \frac{2}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (11)$$

Hastigheten er gitt av

$$\begin{aligned}
v &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \\
&= \frac{1}{\sqrt{(0.5pH/\mu m)(0.25fF/\mu m)}} \\
&= 0.8 \cdot 10^8 m/s \\
&\approx \frac{1}{4}c.
\end{aligned}$$

$0.8 \cdot 10^8 m/s$ tilsvare $0.8 \cdot 10^{-4} m/ps = 80 \mu m/ps = 0.08 \mu m/fs$.
For at induktans skal ha betydning må lengden l på ledere tilfredstille

$$\begin{aligned}
l &< \frac{2}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \\
&< \frac{2}{\frac{0.04}{0.4} \Omega/\mu m} \sqrt{\frac{0.5pH/\mu m}{0.25fF/\mu m}} \\
&< 895 \mu m.
\end{aligned}$$

I tillegg har vi at

$$\begin{aligned}
l &> \frac{t_r}{2\sqrt{LC}} \\
&> \frac{v}{2} t_r \\
&> 0.4 \cdot 10^8 (m/s) \cdot t_r \\
&> 0.4 \cdot 10^2 (\mu m/s) \cdot t_r \\
&> 40 (\mu m/s) \cdot t_r,
\end{aligned}$$

der l er uttrykt i μm og t_r i ps . Vi ser at dersom $t_r > 25ps$ vil signalforsinkelsen være dominert av RC effekter (og stigetid). Induktans har bare betydning når stigetiden er svært liten.

REFERENCES

- [1] Neil H.E. Harris og David Harris "CMOS VLSI DESIGN, A circuit and system perspective" tredje utgave 2005, ISBN: 0-321-26977-2, Addison Wesley,