

4. Axiome der Gatterdynamik

Zur Charakterisierung von Flanken werden die in Abschnitt 1 geforderten, allgemeinen Schnittstellenparameter präzisiert. Aus den Schnittstellenparametern:

1. Logische Funktion
2. Signalpegel
3. Bezugspotentiale der Anschlüsse
4. Verzögerungsvektoren zwischen den Anschlüssen
5. Flankensteilheit an den Ausgängen unter Nennlast
6. Lastäquivalent der Eingänge

lassen sich allgemeingültige Axiome zur dynamischen Beschreibung digitaler MOS-Schaltungen gewinnen. Das vorgestellte Axiomensystem ist insofern vonnöten, als nur bei Beachtung der allgemeingültigen Regeln die im folgenden vorgestellte Methodik des dynamischen Transferkennlinienfeldes von Gattern angewandt werden kann. Das Axiomensystem stellt den Versuch einer Verallgemeinerung der den Entwickler digitaler Schaltungen intuitiv zur Kenntnis gelangende Methodiken dar, die ihn befähigen, funktionsfähige Schaltkreise zu entwerfen.

4.1. Identität des Signalhubes

Jede Flanke in digitalen Systemen ist gekennzeichnet durch die Grenzwerte (siehe auch Glg. 3.3.1)

$$\left| \lim_{t \rightarrow -\infty} U(t) - \lim_{t \rightarrow +\infty} U(t) \right| = U_{\text{Hub}} \quad (4.1.1)$$

Der Ausdruck U_{Hub} stellt den Signalhub der Flanke dar. Zwei zu verbindende Gatter sind dann miteinander koppelbar, wenn das signalsendende Gatter identisch den Signalhub liefert, für den das signalempfangende Gatter elektrisch dimensioniert ist. (Man erinnere sich der Problemstellungen, die durch unterschiedliche Signalhübe von Baugruppen in der NMOS-Technologie dann entstehen, wenn Transferelemente sowie EE- und ED-Treiber benutzt werden.)

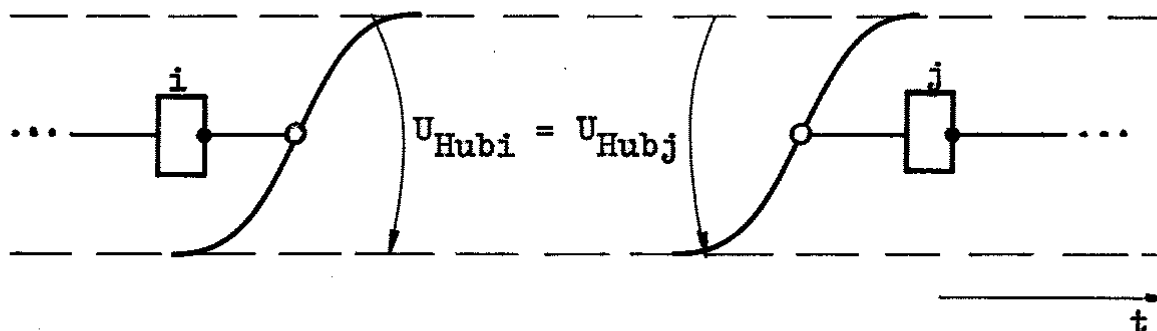


Abb.4.1-1

Der Signalhub U_{Hubi} von Gatter i muß dem Signalhub U_{Hubj} von Gatter j identisch sein.

Anschlüsse von Baugruppen unterschiedlichen Signalhubes dürfen nicht miteinander verbunden werden. Elektrische Fehler wären unausweichliche Folge.

4.2. Bezugspotential

Zur Charakterisierung einer Baugruppe oder eines Gatters sind die Signaldurchlaufzeiten des Signals

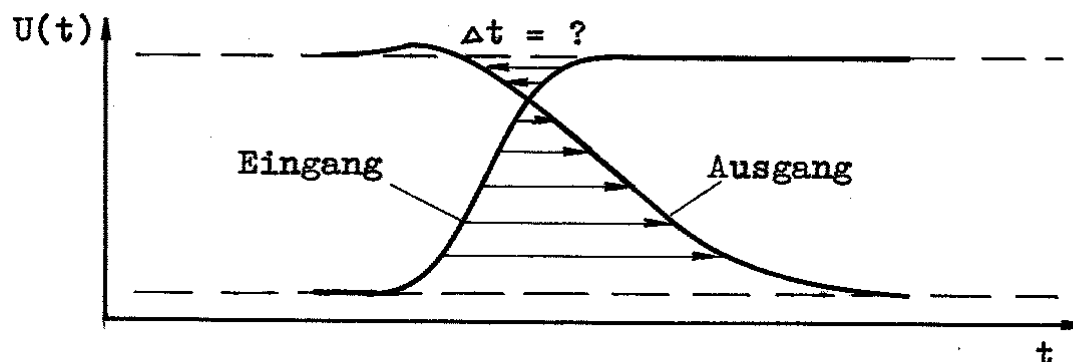


Abb.4.2-1

durch die Baugruppe zu bestimmen. Abb. 4.2-1 zeigt verschiedene Möglichkeiten, die Verzögerungszeit einer Baugruppe zu bestimmen (Man beachte, daß es möglich ist, an verzögernden Baugruppen negative Verzögerungszeiten zu messen!) Die Angabe einer Verzögerungszeit ist stets nur dann sinnvoll, wenn Bezugspotentiale U_{oi} , U_{oj} zur Messung definiert werden (Abb. 4.2-2).

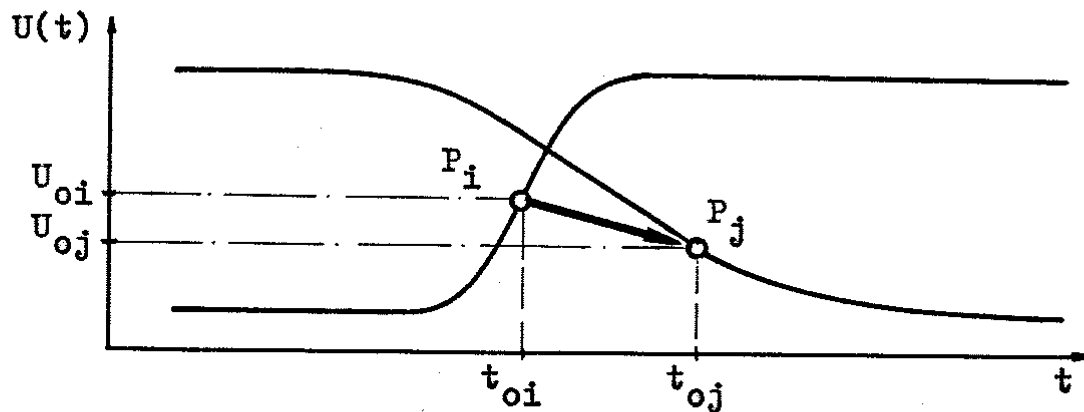


Abb.4.2-2

Die Flanke kann im Punkt P des Signaldurchganges durch das Bezugspotential mit ihrer Flankensteilheit charakterisiert werden. Theoretisch möglich wäre es, eine Taylorentwicklung der Flanke bis zum n -ten Glied durchzuführen und die Taylorkoeffizienten dem Punkt P zuzuordnen. Praktisch kann, um die Anzahl der Parameter im dynamischen Transferkennlinienfeld klein zu halten, die Taylorentwicklung nach dem zweiten Glied abgebrochen werden.

Auf Gatterebene erweist es sich als praktikabel, wenn die Bezugspotentiale für Eingang und Ausgang des Gatters identisch sind. Im Falle einer größeren, aus mehreren unterschiedlichen Gattern bestehenden Baugruppe sind verschiedene Bezugspotentiale für verschiedene Anschlüsse der Baugruppe möglich, da die unterschiedlichen Gatter verschiedene Bezugspotentiale besitzen.

Auf dem Niveau elementarer Logikgatter, wie NAND, NOR und Inverter lassen sich vorteilhaft zwei Bezugspotentiale nutzen: das der Quasistatik und das der Sprungantwort. Quasistatik und Sprungantwort zeigen definierte Grenzwerte bestimmter Gattereigenschaften an.

4.3. Flankensteilheit und Flankendauer

Die Entwicklung einer digitalen Flanke in eine nach dem ersten Glied abgebrochene Taylorreihe zeigte, (vgl. Abschnitt 3.2.), daß die Flanke durch Bezugspotential U_0 , Bezugszeit t_0 und Flankensteilheit dU/dt näherungsweise charakterisiert werden kann (Abb. 4.3-1).

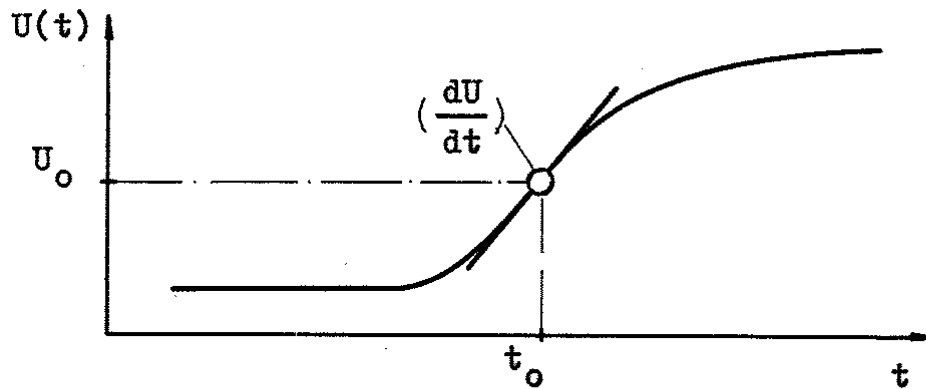


Abb.4.3-1

In Abschnitt 3.3 wurde gezeigt, daß jede digitale Flanke durch ihren Signalhub U_{Hub} charakterisiert wird, die approximierte Flankenfunktion

$$U^*(t) = U_0 + (t - t_0) \frac{dU}{dt} \quad (4.3.1)$$

gilt nur innerhalb des Wertebereiches $U_L \leq U^*(t) \leq U_H$.

Aus der Darstellung 4.3-2 ist zu erkennen, daß die Approximation der digitalen Flanke $U^*(t)$ dadurch gekennzeichnet ist, daß zwischen Signalhub U_{Hub} , Flankendauer T und Flankensteilheit dU/dt die Proportion

$$\frac{U_{\text{Hub}}}{T} = \frac{dU}{dt} \Big|_{U_0} \quad (4.3.2)$$

besteht.

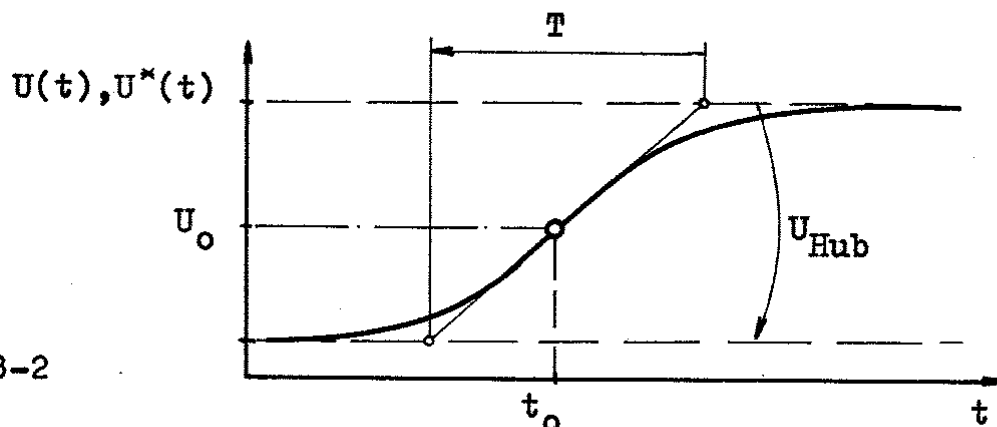


Abb.4.3-2

Die Auflösung von Glg. 4.3.2. nach $1/T$ führt auf die bereits erwähnte, normierte Flankensteilheit.

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{U_{\text{Hub}}} \cdot \frac{dU}{dt} \Big|_{U_0} \quad (4.3.3)$$

Die Inverse $1/f$ der normierten Flankensteilheit gibt die zeitliche Dauer der approximierten Flanke (Flankendauer) an:

$$\boxed{T = \frac{1}{f}} = U_{\text{Hub}} \frac{dt}{dU} \Big|_{U_0} \quad (4.3.4)$$

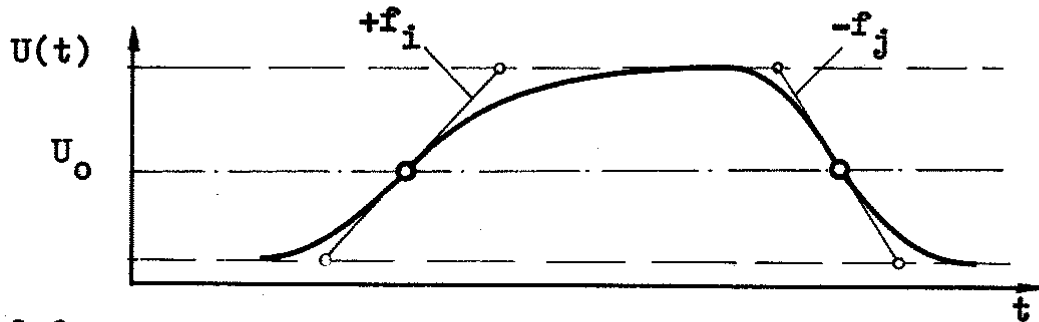


Abb.4.3-3

Die normierte Flankensteilheit stellt ein Beschreibungsmittel dar, mit dessen Hilfe sowohl Spannungsanstiegsgeschwindigkeit dU/dt , als auch Flankendauer $1/f$ charakterisiert werden können. Das Vorzeichen der normierten Flankensteilheit f gibt die Flankenrichtung (pos.: LH, neg.: HL) an. Die Maßeinheit der normierten Flankensteilheit ist $[1/s] = [\text{Hz}]$. Das Symbol f ist nicht mit dem Symbol der Frequenz $f = \omega/2\pi$ oder mit dem mathematischen Symbol der allgemeinen Funktion $f(x)$ zu verwechseln. Eine sinusförmige Realflanke $U(t)$ der Flankensteilheit f im Punkte $U_0 = U_{\text{Hub}}/2$ besitzt z.B. die zeitliche Dauer $\pi/(2f)$,

$$U(t) = U_{\text{Hub}} \sin^2 (t-t_0) \cdot f \quad (4.3.5)$$

$$= \frac{U_{\text{Hub}}}{2} (1 + \sin 2(t-t_0)f). \quad (4.3.6)$$

Sie gilt im Intervall $-\frac{\pi}{2} \leq 2(t-t_0)f \leq \frac{\pi}{2}$. (4.3.7)

Wird die Approximation der Flankenfunktion $U^*(t)$ (Glg. 4.3.1) auf die normierte Flankensteilheit f bezogen, gilt

$$\boxed{U^*(t) = U_0 + f U_{\text{Hub}}(t-t_0)} \quad (4.3.8)$$

mit $U_L \leq U^*(t) \leq U_H$. (4.3.9)

Die statische CMOS-Schaltungstechnik besitzt die Eigenschaft, daß der Signalhub U_{Hub} identisch der Betriebsspannung U_{DD} ist: $U_L = 0$, $U_H = U_{\text{Hub}} = U_{\text{DD}}$. Zur Approximation einer digitalen Flanke sind folglich die Werte t_0 , U_0 , f und U_{DD} erforderlich.

4.4. Spannungsverstärkung

Eine Konsequenz der Definition von Flanken durch eine Taylorentwicklung soll verdeutlicht werden. Jedes Gatter besitzt mindestens einen Eingang und einen Ausgang. Eingangs- und Ausgangsflanke werden durch eine Taylorentwicklung an der Stelle des Durchlaufes des Bezugspotentials U_0 definiert. Zwischen dem Durchlauf der Eingangsflanke $U_e(t)$ und dem Durchlauf der Ausgangsflanke $U_a(t)$ durch U_0 vergeht die Verzögerungszeit $t_a - t_e = \tau$ (Abb. 4.4-1).

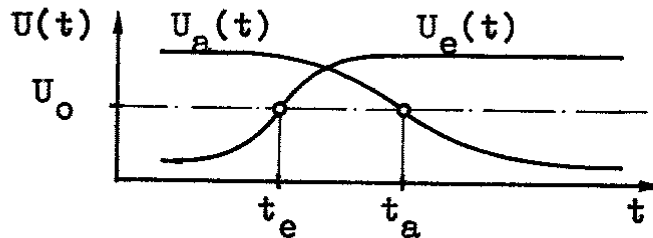


Abb.4.4-1

Wird nach der Spannungsverstärkung $v = dU_a/dU_e$ im Punkte U_0 gefragt, so kann diese aus dem Verhältnis

$$v = \frac{dU_a/dt}{dU_e/dt} = \frac{dU_a}{dU_e} \left(= \frac{f_a}{f_e} \right) \quad (4.4.1)$$

bestimmt werden. Da mit der Taylorentwicklung die Differentiale dU_a und dU_e an der Stelle des Bezugspotentialdurchgangs U_0 zu bestimmen sind, folgt, daß dU_a und dU_e zu unterschiedlichen Zeitpunkten bestimmt werden. Für den allgemeinen Fall ungleicher Bezugspotentiale gilt folglich:

$$\frac{dU_a(t_{oa}, U_{oa})}{dU_e(t_{oe}, U_{oe})} = v \quad (4.4.2)$$

Dieses Phänomen stellt keine durch die Digitaltechnik entstehende Neuheit dar. Man denke z.B. an den aus der Analogtechnik bekannte Verstärkungsbetrag im Bodediagramm. Dort tritt uns dieser Effekt ebenso entgegen, nur ist er durch die selten benötigten Zeitfunktionen von $U_e(t)$ und $U_a(t)$ nicht ganz offensichtlich.

Um mit wenigen Parametern zur Angabe einer Spannungsverstärkung auszukommen, wird vereinbart, daß unter der Verstärkung v_0 an der Stelle U_0 die zu verstehen ist, für die das Bezugspotential ein- und ausgangsseitig identisch ist: $U_0 = U_{oe} = U_{oa}$.

4.5. Verzögerungsvektor

Unter Zuhilfenahme des Begriffs des Bezugspotentials U_0 ist es möglich, Verzögerungszeiten von Gattern anzugeben. Als Verzögerungszeit $\Delta t = \tau$ wird die skalare Abbildung des Verzögerungsvektors \vec{V} , der zwischen den Meßpunkten P_i , P_j aufgespannt werden kann, auf die Zeitachse t verstanden (Abb. 4.5-1).

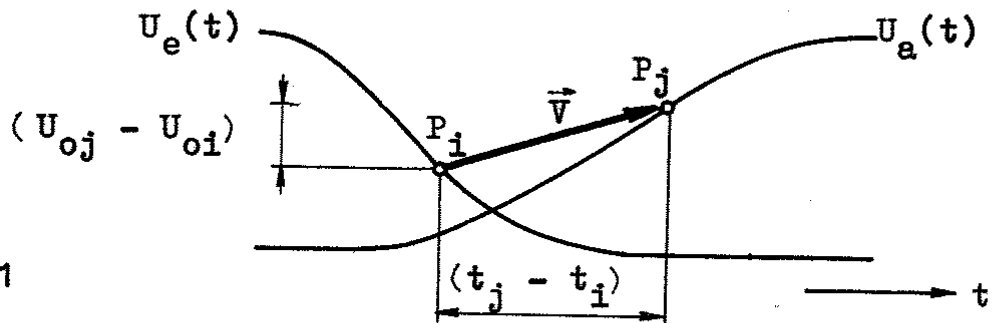


Abb.4.5-1

Vorteilhaft lassen sich Verzögerungszeiten dann angeben, wenn die Bezugspotentiale beider Meßpunkte identisch sind. Der Verzögerungsvektor (oder Verzögerungszeitvektor) ist eine gerichtete Größe. Seine positive Zählrichtung wird in Richtung der Zeitachse eingeführt. Es gilt:

$$\vec{V} = \overrightarrow{P_i P_j} \quad | \quad t_{oj} > t_{oi} \quad (4.5.1)$$

Die skalare Abbildung des Vektors auf die Zeitachse, die Verzögerungszeit τ , ergibt sich positiv für

$$\tau = t_{oj} - t_{oi} \quad | \quad t_{oj} > t_{oi} \quad (4.5.2)$$

Die skalare Abbildung des Verzögerungsvektors auf die Spannungsachse $U(t)$ ergibt die Änderung μ des Bezugspotentials,

$$\mu = U_{oj} - U_{oi} \quad | \quad t_{oj} > t_{oi} \quad (4.5.3)$$

Die Bezugspotentialdifferenz $\mu = \Delta U_0$ wurde bewusst nicht mit u (klein) eingeführt, um Verwechslungen mit Kleinsignalgrößen $u = dU$ der klassischen Wechselstromtechnik zu vermeiden.

Eine allgemeine Darstellung des von $P_0(t_0, U_0)$ auf die laufenden Koordinaten $P(t, U)$ gerichteten Vektors \vec{V} lautet:

$$\vec{V} = \overrightarrow{P_0 P} = (t-t_0) \cdot \vec{i} + (U-U_0) \cdot \vec{j}$$

wenn \vec{i} und \vec{j} die Einheitsvektoren von Zeit- und Spannungsachse darstellen.

Die so gewählte Verzögerungszeitdefinition schließt nicht aus, Verzögerungszeiten auch an einem Knoten entlang von Flanken zu bestimmen.

In Abb. 4.5-2 ist die Verzögerungszeit an einer Flanke dargestellt. Werden Gatter unterschiedlichen Bezugspotentials verbunden, so stellt die Flanke selbst eine Quelle von Verzögerungszeit dar.

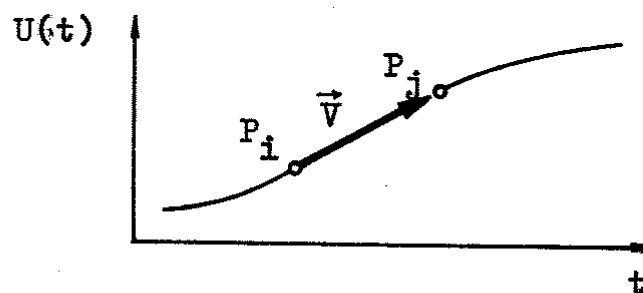


Abb.4.5-2

Abhängig von der Flankenrichtung entstehen positive oder auch negative Verzögerungszeiten. In Abb. 4.5-3 ist die Entstehung einer negativen Flankenverzögerungszeit symbolisch verdeutlicht.

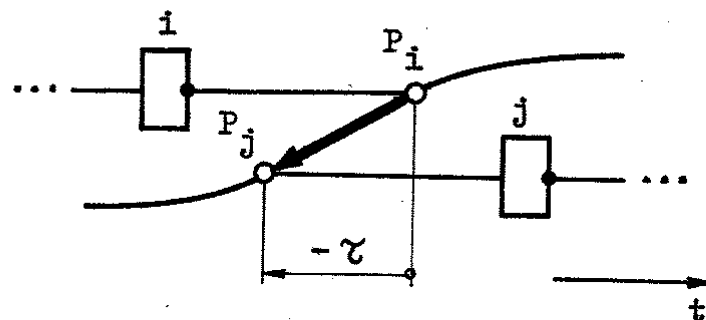


Abb.4.5-3

Die Flankenverzögerungszeit ist im Vorzeichen stets abhängig von der Flankenrichtung. Besitzen alle Gatter eines Schaltkreises gleiches Bezugspotential, so sind die Verzögerungszeiten an Flanken identisch Null, d.h. der zur Verzögerungszeitbestimmung von ganzen Gatterketten nötige Berechnungsaufwand kann reduziert werden.

4.6. Nähe der Bezugspotentiale

Die Betrachtung einer durch zwei Punkte P_1 und P_2 führenden digitalen Flanke zeigt, daß die Tangente der Flanke im Punkt P_1 verschieden von der im Punkt P_2 ist (Abb. 4.6-1).

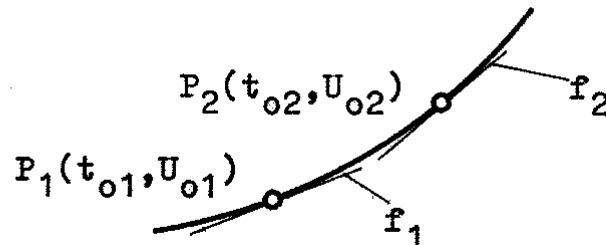


Abb.4.6-1

Gatteranschluß 1 möge das Bezugspotential U_{01} besitzen, ein am selben Knoten liegender Anschluß eines anderen Gatters 2 besitze das Bezugspotential U_{02} . Wird die reale Flanke durch die Approximationen f_1 und f_2 charakterisiert, so wird deutlich, daß eine reale Flanke beim Durcheilen verschiedener Bezugspotentiale unterschiedliche Flankensteilheiten f_1 und f_2 besitzt. Die Approximationen f_1 und f_2 weichen umsomehr voneinander ab, je weiter die Bezugspotentiale voneinander entfernt sind. Die Ausgangsflankensteilheit f_1 des Gatters 1 kann nur dann als Eingangsflankensteilheit f_2 des Gatters 2 genutzt werden, wenn die Bezugspotentiale beider Gatter hinreichend nahe beieinanderliegen.

$$\boxed{U_{01} = U_{02} \rightarrow f_1 = f_2} \quad (4.6.1)$$

Anders ausgedrückt, es kann nur dann die Flankensteilheit f_1 eines sendenden Anschlusses 1 an einen empfangenden Anschluß 2 fehlerfrei übergeben werden, wenn beide Anschlüsse gleiches Bezugspotential besitzen.

Liegen Bezugspotentiale von Flanken sehr weit auseinander, wäre es z.B. nötig, die Taylorreihe der Flanke bis zu höheren Ableitungen zu entwickeln. Der damit verbundene wesentlich höhere Analyse- und Protokollaufwand rechtfertigt in digitalen CMOS-Schaltungen nicht die erreichbare Erhöhung der Genauigkeit der Flankendarstellung.

4.7. Autonome Flanken

Digitale Flanken sind im Gegensatz zu Flanken linearer Systeme nicht superpositionierbar, eine Flanke kann nicht aus der Addition mehrerer anderer Flanken gewonnen werden, wenn die Flanken Ausgangsflanken nichtlinearer Gatter darstellen.

Es gilt:

$$U_a(t) = f(U_e(t)) \neq U_{a1}(t) + U_{a2}(t) + \dots \quad (4.7.1)$$

mit

$$U_{a1}(t) = f(U_{e1}(t), U_{a1}(t)) \quad (4.7.2)$$

$$U_{a2}(t) = f(U_{e2}(t), U_{a2}(t)) \quad (4.7.3)$$

für

$$U_e(t) = U_{e1}(t) + U_{e2}(t) \dots \quad (4.7.4)$$

Folglich ist es prinzipiell nicht möglich, im Übergangszustand ($U_L < U(t) < U_H$) befindliche Flanken zu addieren. Es besteht auch keine Veranlassung, verschiedene, zu gleicher Zeit auf einen Knoten wirkende Flanken addieren zu müssen.

Gegenstand der Untersuchung sind Flanken in digitalen Systemen. Instabile Übergangszustände zwischen Flanken (Hazards) besitzen nur den Informationswert der Anzeige eines Entwurfsfehlers (Abb. 4.7-1, Fall b).

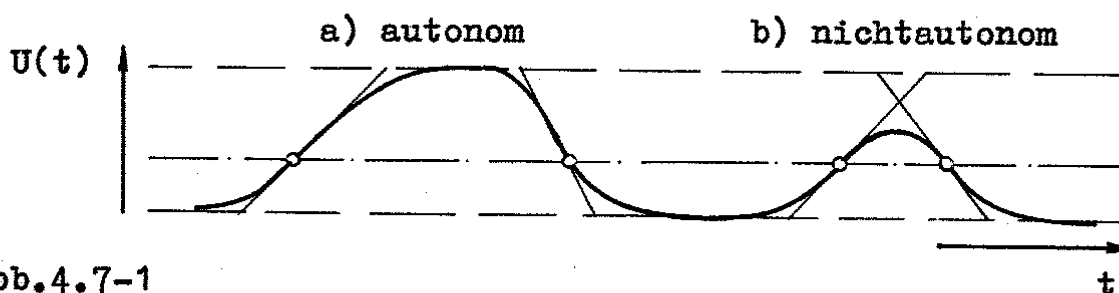


Abb.4.7-1

Es kommt folglich nicht darauf an, die Qualität einer unvollständigen, fehlerhaften Flanke zu analysieren, sondern festzustellen, daß eine unerlaubte Flankenform auftritt. Die Existenz eines Hazards kann nachgewiesen werden, indem jede den Netzwerknoten passierende Flanke auf Überlappung zur vorhergehenden und zur folgenden Flanke geprüft wird. Wird angenommen, daß die Flanke ober und unterhalb des Bezugspotentials U_0 durch sinusförmige Kurvenstücke approximiert werden kann, die im Punkte $P_0(t_0, U_0)$ identisch die normierte Flankensteilheit f besitzen, so ergeben sich,

abhängig vom Vorzeichen der normierten Flankensteilheit, die Anfangs- und Endzeiten t_{anf} und t_{end} des Flankenbeginns bzw. -ende (Abb. 4.7-2)

$$f \text{ positiv: } \begin{cases} t_{anf+} = t_0 - \frac{\pi}{2f} \cdot \frac{U_0}{U_{Hub}} & (4.7.5) \\ t_{end+} = t_0 + \frac{\pi}{2f} \left(1 - \frac{U_0}{U_{Hub}}\right) & (4.7.6) \end{cases}$$

$$f \text{ negativ: } \begin{cases} t_{anf-} = t_0 - \frac{\pi}{2f} \left(1 - \frac{U_0}{U_{Hub}}\right) & (4.7.7) \\ t_{end-} = t_0 + \frac{\pi}{2f} \cdot \frac{U_0}{U_{Hub}} & (4.7.8) \end{cases}$$

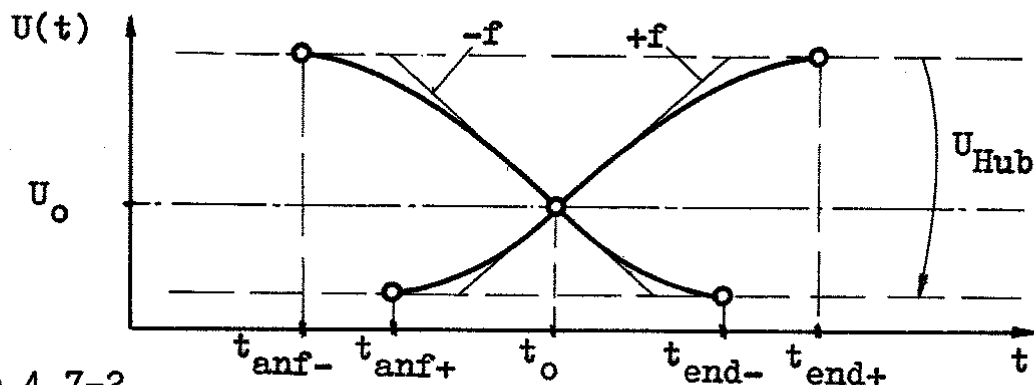


Abb.4.7-2

Eine Hazardprüfung kann algorithmisch so erfolgen, daß jede einer Knoten passierende Flanke darauf geprüft wird, ob ihre Anfangszeit $t_{anf(i)}$ vor der Endzeit $t_{end(i-1)}$ der vorhergehenden Flanke lag. Überlappen die Flanken nicht, gilt

$$\boxed{t_{anf(i)} \geq t_{end(i-1)}} \quad (4.7.9)$$

Für den Fall, daß die Startzeit der i-ten Flanke vor der Endzeit der (i-1)-ten Flanke liegt, gilt

$$t_{anf(i)} < t_{end(i-1)}. \quad (4.7.10)$$

Dieser Fall wäre als Hazard zu signalisieren.

Zwei Möglichkeiten bestehen, nichtautonome Flanken zu erzeugen.

1. Kettenschaltungen

Ein Knoten, der von einem einzigen Ausgang getrieben wird, ist auf die Autonomie der ihm passierenden Flanken gemäß oben gesagtem zu prüfen (Abb. 4.7-3).

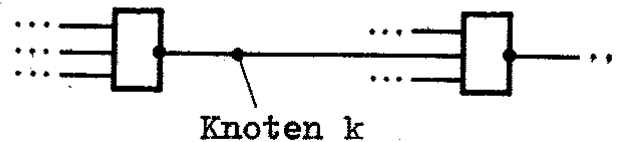


Abb.4.7-3

2. Parallelschaltungen (Opendrain-Schaltungen)

Opendrain-Schaltungen haben die Aufgabe, die Information mehrerer an einem Knoten liegender Sender zu sammeln und sie an einen oder mehrere Empfänger weiterzuleiten. Zwischen den Sendern wird die Vereinbarung getroffen, daß stets nur ein Sender zu einem Zeitpunkt eine Flanke senden darf (Abb. 4.7-4).

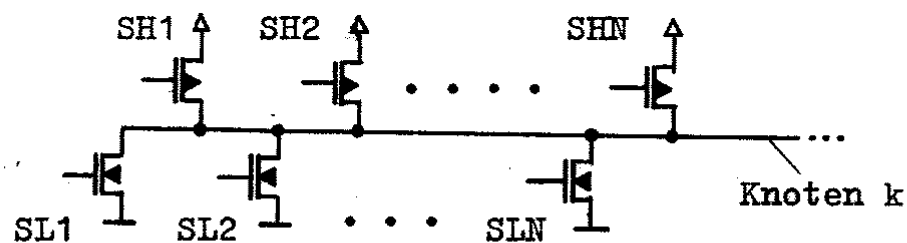


Abb.4.7-4

Alle den Knoten k passierenden Flanken sind, unabhängig von dem sie erzeugenden Sender, auf Autonomie zu prüfen. Für die Sender gilt die Besonderheit, daß sie jeweils nur eine Flankenrichtung treiben, d.h. daß in ihrem dynamischen Transferkennlinienfeld (s. Kap.6) nur eine Flankenrichtung eingetragen wird.

Alle Sender (SH1... SHN, SL1... SLN) in Abb.4.7-4 arbeiten selbstständig und bis auf ein vereinbartes Zugriffsfenster unabhängig voneinander.

4.8. Flankenkonvergenz

Eine Flanke konvergiert stets gegen ein Grenzpotential. Erfolgt Konvergenz langsam, so stellen sich je nach Vollendung der Flanke unterschiedliche Startwerte der Folgeflanke ein, Flanke und Folgeflanke sind dann keine autonomen, voneinander unabhängigen Flanken mehr. Ein Gatter, das Flanken erzeugt, die gegen einen vom Eingangshub abweichenden Signalhub konvergieren, ist ausgangsseitig mit dem veränderten Signalhub auszuweisen; die Funktionsfähigkeit des Folgegatters ist ohne Berücksichtigung des angebotenen Signalhubes nicht gewährleistet.

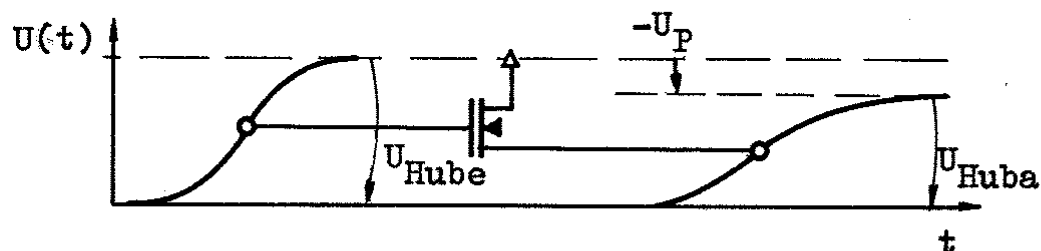


Abb.4.8-1

So besitzt ein N-Kanal-Transferrgatter (Abb. 4.8-1) die Eigenschaft, einen Ausgangsspannungshub U_{Huba} zu liefern, der gegenüber dem an der Gateelektrode liegenden Spannungshub U_{Hube} um eine Schwellenspannung U_P reduziert ist (Abb. 4.8-1).

4.9. Addition von Verzögerungsvektoren

Zur Analyse des kritischen Weges in digitalen Schaltungen ist es erforderlich, Aussagen über die Verzögerungszeit eines aus verschiedenen Gattern mit unterschiedlichen Lasten bestehenden Schaltungszweiges zu erhalten. Die Verzögerungszeit eines Gatters ist aufgrund einer unvermeidbaren, betriebsbereichsunabhängigen Bezugspotential-Definition an jedem Gatteranschluß stets an ein Bezugspotential gebunden, wobei Bezugspotentiale verschiedener Gatter voneinander abweichen können. Werden aus dynamischen Transferkennlinienfeldern der Gatter deren Verzögerungszeiten ermittelt, so ist daraus ohne Kenntnis der Flankensteilheiten an den Knoten zunächst nicht die Verzögerungszeit des Schaltungszweiges gewinnbar.

Abb. 4.9-1 verdeutlicht die Problematik. Verzögerungszeiten von Gattern, die nicht bei einem identischen Bezugspotential gemessen wurden, lassen sich nicht einfach summieren.

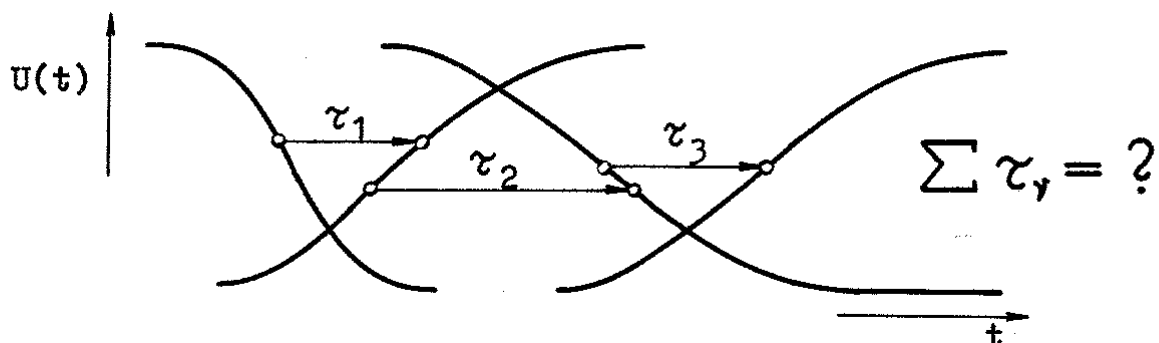


Abb.4.9-1

Werden Flanken durch ihr Bezugspotential U_0 und die für das Bezugspotential gültige Flankensteilheit f charakterisiert, so können aus den Komponenten Bezugspotentialdifferenz μ und Verzögerungszeit τ Vektoren \vec{V} auf der Spannungs-Zeit-Fläche gebildet werden (Abb. 4.9-2). Die Projektion der Vektoren auf die Zeitachse wird als Verzögerungszeit bezeichnet. Somit existieren zwei Typen von Verzögerungszeiten:

1. die Verzögerungszeit τ_z eines Schaltungszweiges (einer Baugruppe oder eines Gatters); und
2. die Verzögerungszeit τ_k eines Schaltungsknotens, die durch eine Bezugspotentialveränderung als Verzögerungszeit der Flanke entsteht.

Verzögerungsvektoren von Signalpfaden lassen sich aus der vektoriellen Addition der Vektoren der Zweige und Knoten gewinnen.

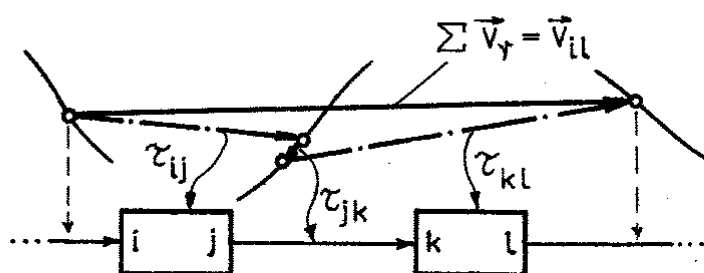


Abb.4.9-2

Abbildung 4.9-2 zeigt zwei Baugruppen, deren bezeichnete vier Anschlüsse unterschiedliche Bezugspotentiale $U_{oi} \dots U_{ol}$ aufweisen. Die Gesamtverzögerungszeit des Pfades beträgt

$$\tau_{il} = t_{ol} - t_{oi}, \quad (4.9.1)$$

wobei ein Bezugspotentialwechsel von

$$\mu_{il} = U_{ol} - U_{oi} \quad (4.9.2)$$

stattfindet. Die Baugruppe kann folglich in einem hierarchischen Baugruppenkonzept als autonome Baugruppe mit dem Verzögerungsvektor \vec{V}_{il} angegeben werden (Abb. 4.9-3).

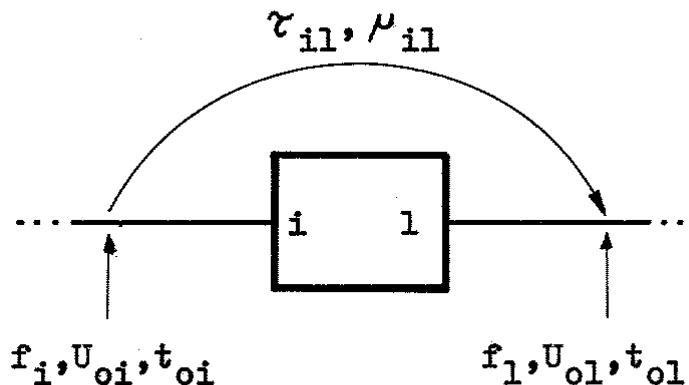


Abb.4.9-3

4.10. Knotenkapazität und Knotenladung

Zwischen normierter Flankensteilheit f und verursachendem Strom I einer Flanke besteht beim Durchlaufen des Bezugspotentials U_0 ein Zusammenhang, wenn vorausgesetzt wird, daß der Strom I_0 nur den dynamischen Stromanteil des durch das Gatter fließenden Gesamtstromes I_{ges} ausmacht. Die Proportionalitätskonstante besitzt die Maßeinheit $[As/V]$; es ist die im Moment des Durchlaufens des Bezugspotentials gültige Knotenkapazität C .

$$I_0 = -C \cdot f U_{\text{Hub}} \mid U_0 \quad (4.10.1)$$

Sie setzt sich aus der Summe der spannungsabhängigen und konstanten, am Knoten wirkenden Kapazitätsanteile C_i zusammen:

$$C = \sum_{i=1}^n C_i \quad (4.10.2)$$

Die Frage nach den konkreten Meßbedingungen der Kapazitätsbestandteile ist zu klären. Dazu betrachten wir Gleichung (4.10.1). Das Produkt $C \cdot U_{\text{Hub}}$ stellt eine Ladung Q dar, die Ladung, die zur Umladung des Knotens während der Flanke erforderlich ist. Sie kann als Integral des vom Gatter aufzubringenden dynamischen Ladestrom $I(t)$ über die Zeit verstanden werden

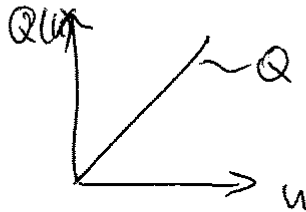
$$-\int_{-\infty}^{+\infty} I(t) dt = Q = C U_{\text{Hub}} \quad (4.10.3)$$

Die im Abschnitt "Integralkonstanz" (3.3.) hergeleitete Konstante der Fläche der Ableitung $dU(t)/dt$ über die Zeit t einer Flanke ist im physikalischen Sinne eine Ladungsmenge Q . Es scheint für die Charakterisierung digitaler Vorgänge unkomplizierter, den Begriff der Knotenladung $C \cdot U_{\text{Hub}}$ anstelle des Begriffes der Knotenkapazität C zu setzen. Sämtliche Kapazitäten des MOS-Transistors sind stark spannungsabhängige Größen $C(U)$. Die Summenkapazität eines Schaltungsknotens (Knotenkapazität) ist trotz ihrer integrierenden Wirkung noch immer spannungsabhängig. Der Begriff "Knotenkapazität" ruft zwangsläufig stets die Frage nach den geltenden Meßbedingungen hervor. Diese aber sind aufgrund der Spannungsabhängigkeit aller MOS-Kapazitäten nicht eindeutig festlegbar. Dagegen kann der Begriff der "Knotenladung" im Sinne des Stromintegrals verstanden werden. Im Gegensatz zur direkten Messung der Knotenkapazität läßt sich das Stromintegral durch Simulationen exakt ermitteln.

Folglich ist die Parallelschaltung verschiedener Gatteranschlüsse an einem Knoten inhaltlich als Parallelschaltung verschiedener Teilladungen Q_i zu verstehen.

Energiebilanz an der Lastkapazität C:

Ladung Q:



$$E = QU = UI t = Pt$$

$$Q = CU$$

$$E = \int Q du$$

$$E = C \int U du$$

$$E = \frac{1}{2} C U_{\text{hub}}^2 \quad [\text{VAs}] \quad \text{Energie pro Schaltflanke}$$

z.B. 1,5 μm CMOS: $C = 1 \text{ pF}$: $E = \frac{1}{2} \cdot 1 \text{ pF} \cdot 25 \text{ V}^2 = 12,5 \text{ pWs}$

Leistungsbilanz für Kondensator C:

Bei Taktung mit Frequenz f : 2 Flanken pro Takt

$$P = 2 \frac{E}{t} = \frac{2}{t} \left(\frac{1}{2} C U^2 \right) = \underline{\underline{f \cdot C \cdot U_{\text{hub}}^2}}$$

f : Schaltfrequenz

z.B. $f = 30 \text{ MHz}$, $C = 1 \text{ pF} \Rightarrow P = 30 \text{ MHz} \cdot 1 \text{ pF} \cdot 25 \text{ V}^2 = 750 \text{ pW}$

Leistung pro Megahertz Schaltfrequenz:

$$P = 1 \text{ MHz} \cdot C \cdot U_{\text{hub}}^2$$

z.B. 1 pF/5V: $\frac{P}{\text{MHz}} = 1 \text{ MHz} \cdot 1 \text{ pF} \cdot 25 \text{ V}^2 = 25 \text{ pW/MHz}$

$$Q = \sum_{i=1}^n Q_i = - \int_{-\infty}^{+\infty} I(t) dt \quad (4.10.4)$$

Division beider Seiten von Glg. 4.10.4 durch den für alle angeschlossenen Gatter identischen Spannungshub U_{Hub} liefert wieder die Gleichung 4.10.2.

Im Sinne dieser Betrachtung existiert für jeden Gatteranschluß eines digitalen MOS-Gatters eine Ersatzkapazität C (im folgenden als Kapazität bezeichnet), deren Wert eindeutig über das Stromintegral einer an den Knoten angelegten Flanke bestimmbar ist. Diese Erkenntnis ist insofern von großem Wert, als daß damit die unvermeidliche Frage nach den Meßbedingungen von MOS-Kapazitäten in digitalen Systemen geklärt ist: Die (Ersatz-)Kapazität C einer Schaltungsknotens läßt sich nur in schlechter Näherung aus topologischen Kapazitätsanteilen der Transistoren des Gatters ermitteln, sie läßt sich aber exakt aus der numerischen Berechnung des Stromintegrals der Flanke

$$C = \frac{-1}{U_{Hub}} \int_{-\infty}^{\infty} I(t) dt \quad (4.10.5)$$

ermitteln.

4.11. Flankenstrom I_0

Unter Zusammenfassung der bisherigen Erkenntnisse über die Natur digitaler Flanken sind zwei Kriterien zur Charakterisierung des Stromverlaufes $I(t)$ einer digitalen Flanke bekannt.

a) Der vom Gatter aufzubringende, dynamische Strom I_0 beim Durchlaufen des Bezugspotentials U_0 und der Bezugszeit t_0 ist aus der Flankensteilheit f und der Knotenladung $Q = C U_{Hub}$ bestimmbar

$$I_0 = -f Q \Big|_{t_0, U_0}, \quad \left(Q = - \frac{I_0}{f} \right) \quad (4.11.1)$$

der Stromwert I_0 zur Zeit t_0 ist Bestandteil jeder beliebigen Stromfunktion $I(t)$, s. Abb. 4.11-1.

b) Das Stromintegral

$$- \int_{-\infty}^{\infty} I(t) dt = Q \quad (4.11.2)$$

stellt eine Konstante dar. Die unter der Stromfunktion $I(t)$ liegende Fläche besitzt den Wert der Ladungsmenge Q .

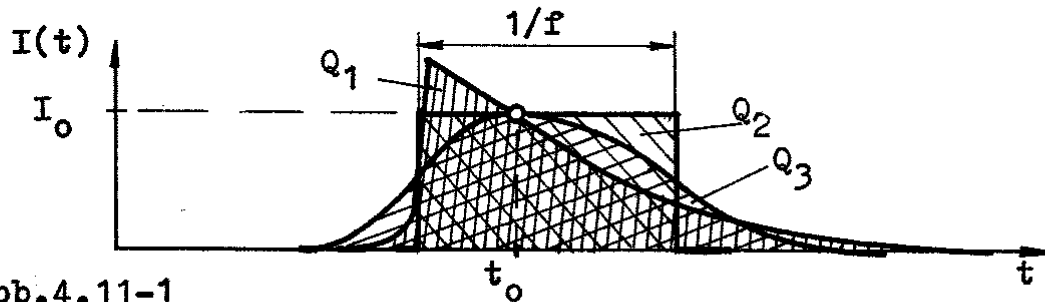


Abb.4.11-1

Die Flächen Q_1, Q_2, Q_3 der in Abb. 4.11-1 dargestellten Stromfunktionen $I(t)$ sind gleichgroß. Die Stromfunktionen $I_1 \dots I_3(t)$ stellen mögliche Approximationen der realen Flankenstromfunktion $I(t)$ dar, wenn vom zu treibenden Knoten die normierte Flankensteilheit f , die Lastkapazität C , der Spannungshub U_{Hub} und die Bezugszeit t_0 bekannt sind.

Als Flankenstrom $I(t)$ wird der rein dynamisch wirkende Ausgangsstrom verstanden, der aus der Differenz von dem Knoten zufließendem $I_P(t)$ und vom Knoten abfließendem Strom $I_N(t)$ gebildet wird (Abb. 4.11-2):

$$I(t) = I_N(t) - I_P(t). \quad (4.11.3)$$

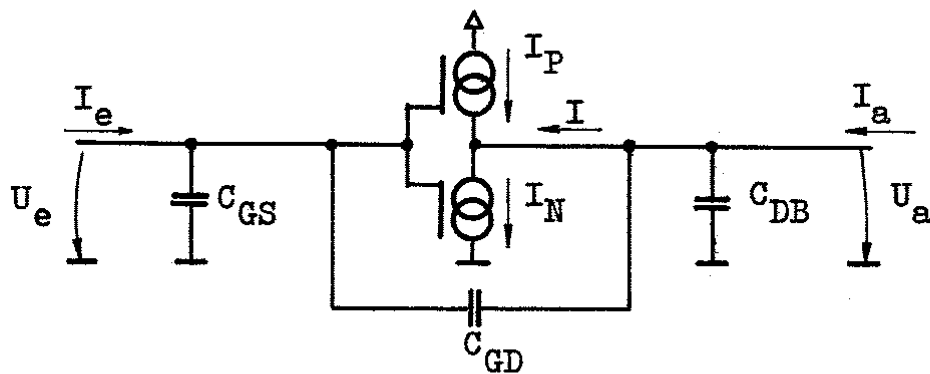


Abb. 4.11-2: Ströme und Kapazitäten am CMOS-Inverter

4.12. Koppelkapazität

Sind zwei Knoten unterschiedlicher Flankensteilheiten f_1 und f_2 , denen die Bezugspotentiale U_{o1} und U_{o2} zugeordnet sind, über ein Koppelkapazität C_m verbunden, so kann deren Wirkung durch nach Masse gerichtete Ersatzkapazitäten C_m^* , den sog. Miller-Kapazität (vgl. /N5/) beschrieben werden.

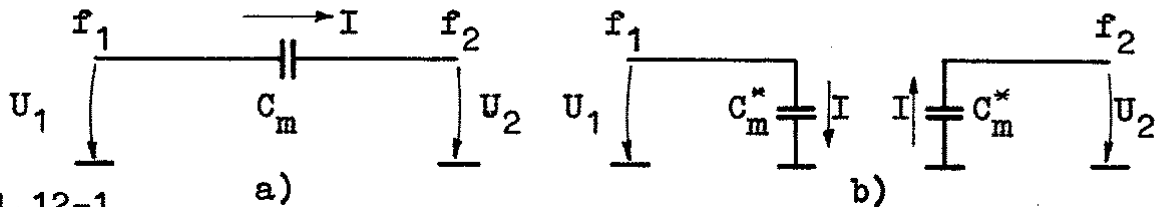


Abb.4.12-1

Das Verhältnis v der Flankensteilheiten betrage

$$v = \frac{f_2 (U_{o2})}{f_1 (U_{o1})} \quad (4.12.1)$$

v ist identisch die reale, zwischen beiden Punkten meßbare Spannungsverstärkung. Aus Abb. 4.12-1 läßt sich der durch die Miller-Kapazität C_m fließende Eingangsstrom I ablesen:

$$I = C_m \frac{d(U_1 - U_2)}{dt}, \quad (4.12.2)$$

$$I = C_m U_{\text{Hub}} (f_1 - f_2). \quad (4.12.3)$$

Unter Beachtung von Glg. 4.12.1 folgt

$$I = C_m U_{\text{Hub}} f_1 (1 - v) \quad (4.12.4)$$

Derselbe Strom I soll durch die Millerkapazität C_m^* der Ersatzschaltung fließen.

$$I = C_m^* U_{\text{Hub}} f_1 \quad (4.12.5)$$

Gleichsetzung der Glg. 4.12.4 und 4.12.5 liefert die Miller-Ersatzkapazität

$$\boxed{C_m^* = C_m (1 - v)} \quad (4.12.6)$$

Mit Glg. 4.12.1 gilt

$$C_m^* = C_m \left(1 - \frac{f_2}{f_1}\right) \quad (4.12.7)$$

Die der Millerkapazität C_m zufließende Ladung muß gleich der abfließenden Ladung sein, folglich wirkt C_m ein- und ausgangsseitig (Abb. 4.12-1, b)).

Sind die Flankensteilheiten f_2 und f_1 entgegengesetzt gerichtet, wirkt die Ersatzkapazität C_m dynamisch vergrößert, es gilt dann

$$C_m^* = C_m (1 + |v|). \quad (4.12.8)$$

4.13. Kapazitäten invertierender Gatter

Im Arbeitspunkt $U_a = U_e = U_{Inv}$ des Gatters kann eine Ersatzschaltung angegeben werden, die alle wesentlichen Kapazitätsanteile berücksichtigt. Abb. 4.13-1 zeigt die die Dynamik des Gatters beeinflussenden Kapazitätsanteile. Das Gatter besitzt eine aus den Gate-Source-Kapazitäten von P- und N-Kanal Transistor gebildete Eingangskapazität C_g . Der Gate-Drain-

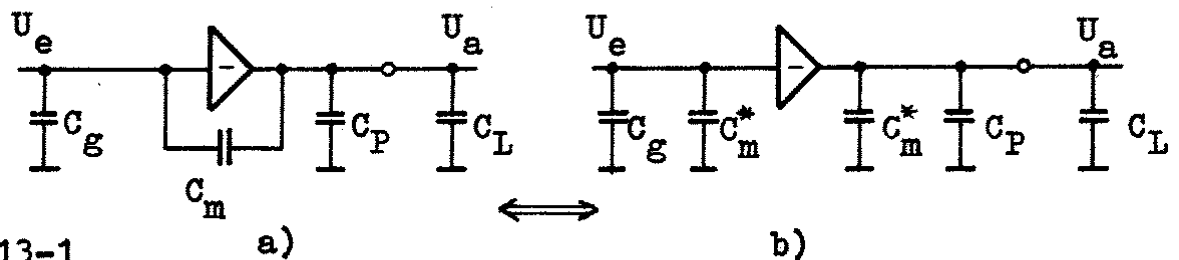


Abb.4.13-1

Kapazitätsanteil der aktiven Transistoren bildet eine zwischen Eingang und Ausgang liegende Millerkapazität C_m ; die Drain-Bulk-Sperrschichtkapazitäten sind als parasitäre, gattereigene Kapazität C_P eingezeichnet, und C_L stellt die an das Gatter angeschlossene, externe Lastkapazität dar. Im Punkt U_{Inv} wirkt die Momentanverstärkung $v = f_a/f_e$. Nach Abschnitt 4.12. läßt sich die Millerkapazität C_m in zwei nach Masse gerichtete Kapazitäten $C_m^* = (1 - v) C_m$ aufspalten.

Alle Kapazitäten C_e , C_m , C_P , C_L stellen stark spannungsabhängige

Kapazitäten dar, die einzig über das Stromintegral (Abschnitt 4.10.) näherungsweise bestimmbar sind. Für die Eingangskapazität des Gatters läßt sich aus Abb. 4.13-1 b) ablesen:

$$C_e = C_g + (1 - v) C_m \quad (4.13.2)$$

Vom Gatter ist die Knotenkapazität C_a

$$C_a = (1 - v) C_m + C_P + C_L \quad (4.13.3)$$

zu treiben.

Eingangs- und Ausgangskapazität werden auf ein willkürlich gewähltes Normal, die Gateoxidkapazität der aktiven Transistoren des Gatters

$$C_{Ox} = C_{Ox}'' L (B_N + B_P), \quad (4.13.4)$$

bezogen. L stellt die Kanallänge, B_N und B_P die Breite der Transistoren dar. C_{Ox}'' ist die flächenbezogene Oxidkapazität. Mit $C_g = a C_{Ox}$ und $C_m = q C_{Ox}$ nimmt die Gleichung 4.13.2 die Form an:

$$C_e = C_{Ox} (a + (1 - v) q) \quad (4.13.5)$$

Es ist zweckmäßig, die Konstantanteile a und q

$$g = a + q = (C_g + C_m) / C_{Ox} \quad (4.13.6)$$

$$C_e = C_{Ox} (g - vq) \quad (4.13.7)$$

zu substituieren. Da sich die Oxidkapazität der Transistoren im Falle eines leitfähigen Transistorkanals gerade aus der Summe der Gate-Drain-Kapazitäten C_m zusammensetzt, gilt

$$g = a + q = 1. \quad (4.13.8)$$

Glg. 4.13.7 kann vereinfacht werden:

$$C_e = C_{Ox} \left(1 - \frac{f_a}{f_e} q\right) \quad (4.13.9)$$

$$C_e = C_{Ox} - \frac{f_a}{f_e} C_m \quad (4.13.10)$$

Der Term $v = f_a / f_e$ ist bei invertierenden Gattern negativ.

Mit $C_m = q C_{Ox}$, $C_P = p C_{Ox}$ und $C_L = m C_{Ox}$ kann Glg. 4.13.3 umgeschrieben werden

$$C_a = C_{Ox} ((1 - v) \cdot q + p + m), \quad (4.13.11)$$

Die Substitution der Konstantanteile

$$c = p + q = (C_P + C_m) / C_{Ox} \quad (4.13.12)$$

liefert eine zweckdienliche Form der zu treibenden Knotenkapazität

$$C_a = C_{Ox} \left(c + m - \frac{f_a}{f_e} q\right). \quad (4.13.13)$$

Der Term $v = f_a / f_e$ ist wiederum bei invertierenden Gattern negativ. Die Knotenkapazität C_a kann nach internem (C_I) und externem (C_L) Anteil zerlegt werden,

$$C_a = C_I + C_L = C_{Ox} (n + m) \quad (4.13.14)$$

$$C_L = m C_{Ox} \quad (4.13.15)$$

$$C_I = n C_{Ox} \quad (4.13.16)$$

Der interne Lastfaktor n ergibt sich zu

$$n = c - \frac{f_a}{f_e} \cdot q \quad (4.13.17)$$

$$n = \frac{1}{C_{Ox}} \left(C_P + \left(1 - \frac{f_a}{f_e} \right) C_M \right)$$

(4.13.18)

Das Verhältnis $v = f_a / f_e$ charakterisiert die Spannungsverstärkung des Gatters beim Passieren der Inverterschwelle.