9/89

VERMESSUNG UND MODELLIERUNG DYNAMISCHER EIGENSCHAFTEN INTEGRIERTER CMOS- GATTER

Dr. Ing. Gerd K. Heinz
ZKI der AdW, Abt.TS
Rudower Chaussee 5
Berlin (DDR), 1199

(1. Sept. 1989)

Im Vortrag werden einige grundlegende theoretische Bezuege vermittelt, die einen Ansatzpunkt geben koennen, perspektivisch die Vorzuege der dynamischen Logiksimulation (kurze Rechenzeit) mit denen der Netzwerksimulation (hohe Genauigkeit der Rechnung) fuer die Simulation digitaler Systeme kombinieren zu koennen. Aufbauend darauf werden praktische Untersuchungsergebnisse vorgestellt. Die vorgestellten Untersuchungen entstanden in den Jahren 1984...86. Sie sind dem interessierten Leser in der bislang einzigen Veroeffentlichung /1/ zugaenglich.

1. Digitale Flanken

Um digitale Flanken unter Beruecksichtigung endlicher Flankensteilheit vermessen zu koennen, ist es erforderlich, Bezugspotentiale zu definieren. Dies gelingt, wenn eine digitale Flanke mathematisch als Taylorreihe entwickelt wird. Unter Massgabe von auf Signalhub normierten Spannungen $u = U/U_{hub}$ seien zwei Flanken $u_1(t)$ und $u_2(t)$ betrachtet.

$$u_1(t) = u_1(t_1) + \frac{u_1'(t_1)}{1!}(t-t_1) + \frac{u_1''(t_1)}{2!}(t-t_1)^2 \ldots \quad (1)$$

$$u_2(t) = u_2(t_2) + \frac{u_2'(t_2)}{1!}(t-t_2) + \frac{u_2''(t_2)}{2!}(t-t_2)^2 \ldots \quad (2)$$

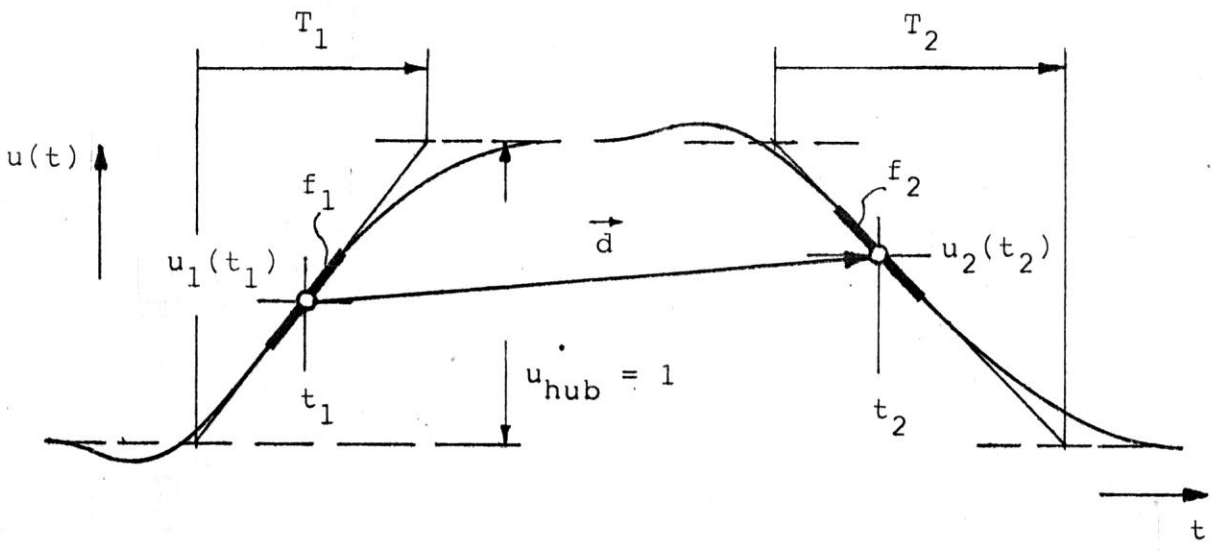


Abb.1 Approximation digitaler Flanken als Tripel $(u_o(t_o), t_o, f_o)$

Fuer im folgenden benoetigte Ausdruecke werden in Analogie zu /1/ folgende Begriffe und Abkuerzungen eingefuehrt:

erschienen in "Kurzfassungen des 18. Jahrestages" Kolloq. der Modellierung und Simulationstechnik, Rostock, 12.-14. Dez. 1989, S. 169-175

Bezugspotential	u_1 , u_2 allg.: $u_o = U(t_o)/U_{hub}$	[/]	(3)
Bezugszeit	t_1 , t_2 allg.: t_o	[s]	(4)
Verzoegerungszeit	$\tau = t_2 - t_1$	[s]	(5)
Potentialversatz	$\mu = u_2(t_2) - u_1(t_1)$	[/]	(6)
Flankensteilheit	$f = u_o'(t_o) = dU(t_o)/(dt \cdot U_{hub})$	[Hz]	(7)
Flankendauer	$T = 1/f$	[s]	(8)
Flankenverhaeltnis	$v = f_2 / f_1$	[/]	(9)
Bezugsstrom	$I_o = I(t_o)$	[A]	(10)
Bezugskapazitaet	$C_o = C(t_o)$	[F]	(11)
Bezugsladung	$Q_o = Q(t_o) = I_o\ T = U_{hub} C_o$	[As]	(12)

Wird als Bezugspotential einer Flanke $u_o(t_o)$ veraendert, gilt als Grenzwert

$$\lim_{t \to t_o} \frac{u(t) - u(t_o)}{t - t_o} = u'(t_o) = f \ . \qquad (13)$$

Fuer die Verzoegerungszeit τ bei Bezugspotentialwechsel um μ innerhalb eines elektrischen Schaltungsknotens gilt bei der Flankensteilheit f in der Naehe des Bezugspotentials u_o folglich

$$\tau = \mu / f = \mu\ T \ . \qquad (14)$$

Die Ausdruecke I_o, C_o und Q_o sind ebenfalls auf den Bezugspunkt (u_o, t_o) bezogene Groessen.

2. Verzoegerungsvektoren

Verzoegerungszeit τ sowie Potentialversatz μ zwischen zwei Flanken sind untrennbar verknuepft. Die Verknuepfung wird als Verzoegerungsvektor $\vec{d}$ eingefuehrt, wobei $\vec{t}$ und $\vec{u}$ die Einheitsvektoren von Zeit- und Spannungsachse darstellen.

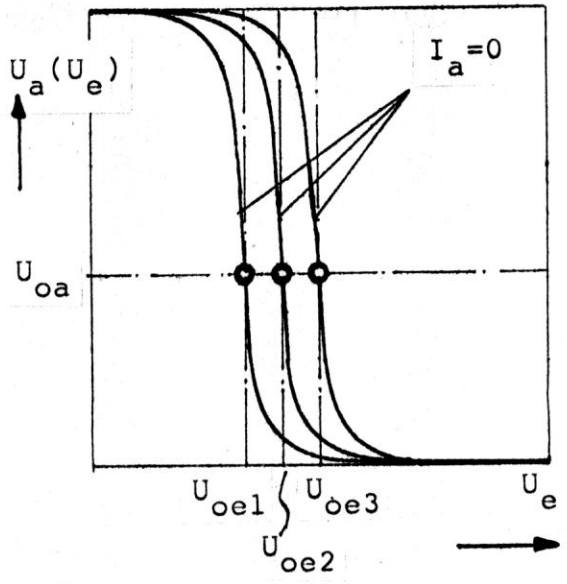
$$\vec{d} = \tau \vec{t} + \mu \vec{u} \qquad (15)$$

Verzoegerungsvektoren sind vektoriell addierbar, subtrahierbar etc. In Anbetracht og. Grenzwertbetrachtung existieren Verzoegerungsvektoren sowohl ueber elektrischen Zweigen (Gattern), als auch in elektrischen Knoten, sofern ein Knoten mehrere, voneinander verschiedene Bezugspotentiale traegt. Demnach sind Graphen eines zB. Logikplans und eines Verzoegerungsschemas ia. nicht isomorph!

3. Bezugspotential

Eine statische Transferkennlinie $U_a = f(U_{ei})$ eines Gatters zeigt, dass es noetig ist, jedem Gatteranschluss i ein unabhaengiges Bezugspotential U_{oei} zuzuordnen. Um das quasistatische Verhalten eines Gatters vermessen zu koennen, ist es erforderlich, als Bezugspunkte Punkte (U_{oa} , U_{oei}) des statischen

Transferkennlinienfeldes fuer $I_a = 0$ zu waehlen.



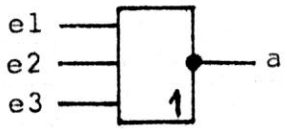


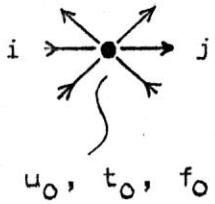
Abb.2
Statisches Transferkennlinienfeld eines NOR3- Gatters.

Jedem Gatteranschluss muss wenigstens ein Bezugspotential zuordenbar sein. So kann der Anschluss (a) in Abb.2 fuer beliebig anders gewaehlte U_{oa} bis zu drei Bezugspotentiale besitzen, je nachdem, welcher Eingang die Ausgangsflanke initiiert.

4. Rechenregeln

Fuer Netzwerke aus Verzoegerungselementen gelten einige Besonderheiten.

Knoten:
Das Tripel der in einen Knoten hineinfuehrenden Flanke ist identisch dem aus dem Knoten herausfuehrenden. Der Verzoegerungsvektor $\vec{d}$ des Knotens ist damit identisch Null. Das Flankenverhaeltnis v ist Eins.

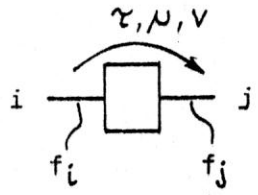


$$(u_i(t_i),\ t_i,\ f_i) = (u_j(t_j),\ t_j,\ f_j) \quad (16)$$

$$\vec{d} = \vec{0} \quad (17)$$

$$v = f_j/f_i = 1 \quad (18)$$

Zweig:
Die Bezugspotentialverschiebung μ des Zweiges ergibt sich aus der Differenz der Bezugspotentiale u_i , u_j der Zweiganschluesse. Die Verzoegerungszeit τ ergibt sich aus der Differenz der Bezugszeiten t_i , t_j . Ein- und ausgangangsseitige Flankensteilheiten f_i , f_j sind ia. verschieden voneinander. Das Flankenverhaeltnis v ergibt sich aus dem Quotienten der Flankensteilheiten f_j , f_i beider Anschluesse.

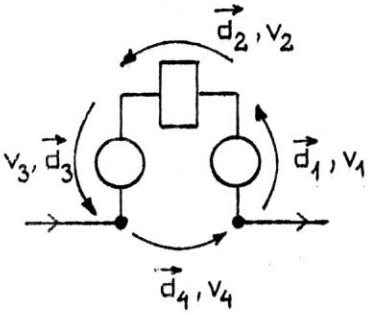


$$\mu = u_j - u_i \quad (19)$$

$$\tau = t_j - t_i \quad (20)$$

$$v = f_j / f_i \quad (21)$$

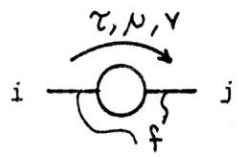
Masche:
In Umlaufrichtung der Masche ist die (vektorielle) Summe der Verzoegerungsvektoren $\vec{d}$ der durchlaufenen Zweige Null. Das Produkt aller Flankenverhaeltnisse v des geschlossenen Maschenumlaufs ist Eins.



$$\vec{d} = \sum_{i=1}^{n} \vec{d}_i = \vec{0} \qquad (22)$$

$$v = \prod_{i=1}^{n} v_i = 1 \qquad (23)$$

Sonderfall Bezugspotentialschieber:
(Anisomorphie zwischen elektrischem- und Verzoegerungsschema)
Eine elektrische Verbindung (Knoten), die ein- und ausgangsseitig verschiedene Bezugspotentiale besitzt, ist als (potentialschiebender) Zweig in ein Verzoegerungsschema zu transformieren. Die durch Potentialschiebung um μ verursachte Verzoegerungszeit τ ergibt sich, kleine μ vorausgesetzt, aus dem Quotienten von Bezugspotentialverschiebung μ und Flankensteilheit f . Das Flankenverhaeltnis v ist Eins.



$$v = 1 \qquad (24)$$

$$\tau = \mu / f \qquad (25)$$

5. Vermessung realer CMOS- Gatter

In /1/ wurde gezeigt, dass eine aus zwei Sinusteilen, die im Bezugspunkt (u_o , t_o) zusammenstossen, zusammengesetzte Flanke hinreichend die von realen Gatterketten bekannten, vielfaeltigsten Flankenformen approximiert. Mit einer Prozedur EDGE (siehe /1/, Anlage 3), die aus einem Tripel (u_o , t_o , f_o) einen sinusfoermigen Spannungsverlauf fuer die Netzwerksimulation generiert, wurden in /1/ reale Gatter im Gesamtraum von sinnvollen Eingangsflankensteilheiten und Lastkapazitaeten simuliert (Abb.3). Lastkapazitaeten C_o sind auf die eigene Gateoxidkapazitaet C_{ox} des Gatters als Lastfaktor $m = C_o / C_{ox}$ normiert.
Es zeigt sich, dass die Kennlinien fuer unterschiedliche Lastfaktoren qualitativ Aehnlichkeit besitzen. Sie scheinen entlang der Diagonalen $\tau \, | f_e | = 1$ bzw. $f_a / f_e = -1$ verschoben zu sein. Mit den Normierungen der Eingangsflankensteilheit f_e auf die Ausgangsflankensteiheit f_{sx} der Sprungantwort; der Ausgangsflankensteilheit f_a auf die Eingangsflankensteilheit f_e sowie der Verzoegerungszeit τ auf die der Quasistatik τ_Q zeigt Abb.4, dass selbst bei stark unsymmetrischen Gattern (NAND6) nur geringe Unterschiede in der so normierten Darstellung zwischen wenig (m = 0) und stark belastetem Gatter (m = 1000) auftreten. Differenzen liegen in der unterschiedlich starken Wirkung von Gate- Drain- Millerkapazitaeten begruendet (siehe dazu /1/).
Soll die Dynamik eines komplexen Gatters protokolliert werden, sind Protokolle fuer alle eine Ausgangsaenderung iniziierenden Eingaenge anzulegen.

Typische Veraenderungen dynamischer Kennlinien unter variierender Betriebsspannung sind in /1/ zu finden.

6. Dynamische Eckkenngroessen

Ausgehend von einem statischen Kennlinienfeld eines Gattereingangs gelingt es, dynamische Eckkenngroessen eines digitalen Gatters herzuleiten, siehe Abb.5.
r_o kennzeichnet den differentiellen Innenwiderstand im Bezugspunkt (U_{oe}, U_{oa}); v_o die differentielle, statische Spannungsverstaerkung im Bezugspunkt; I_{gx} sowie U_{gx} (x: Flankenrichtungsindex) kennzeichnen Grossignalparameter fuer die Bestimmung der Sprungantwort des Gatters.

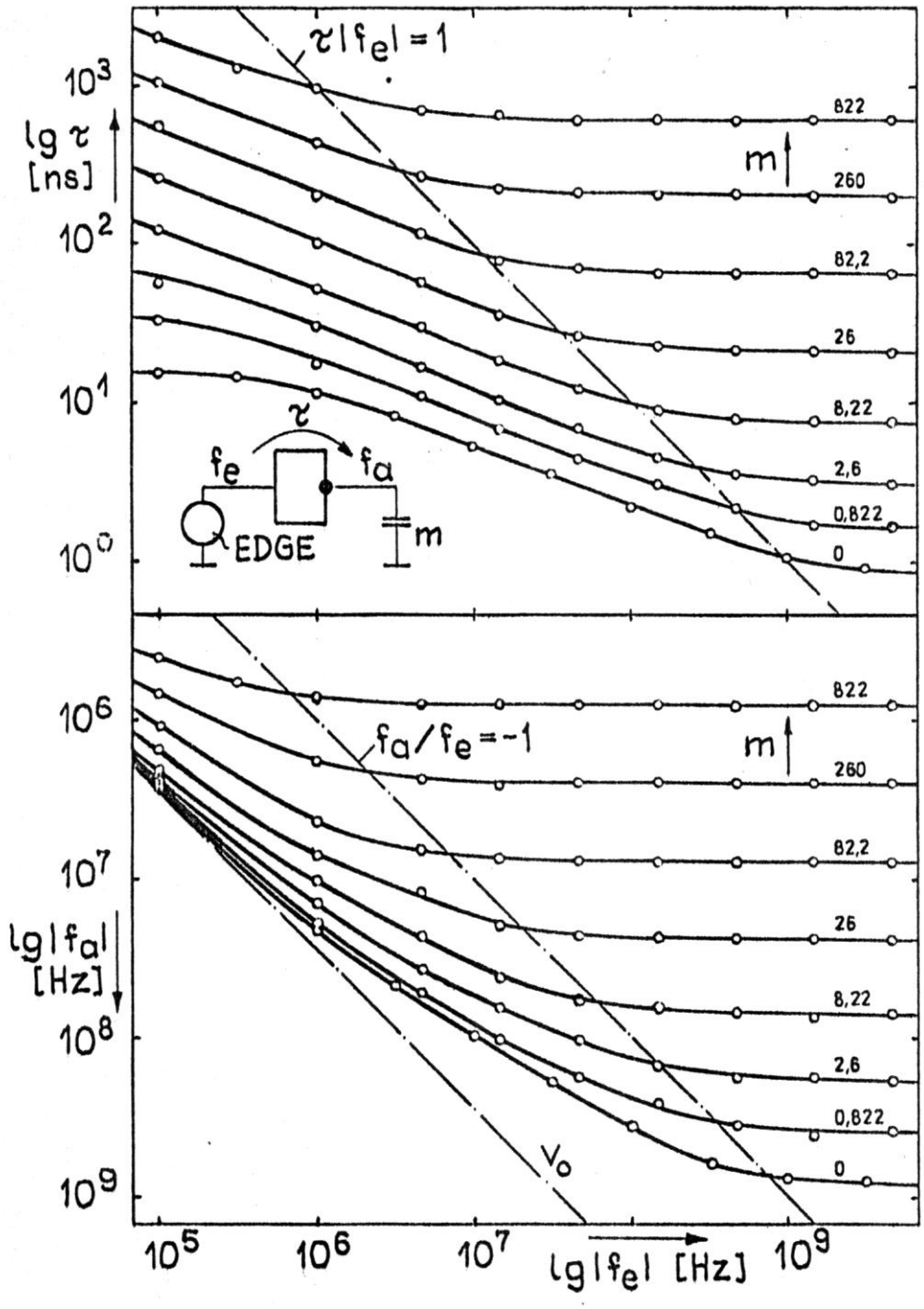


Abb.3 Dynamisches Transferkennlinienfeld eines CSGT2- Inverters.
Quelle: /1/; HL- Flanke, U_o =2,500 V, U_{hub} =5 V.

Fuer eine quasistatische Arbeitsweise ($f_e \rightarrow 0$) gilt nach /1/:

$$f_{aQ} = v_o \; f_e \tag{26}$$

$$\tau_Q = r_o \; C_o \tag{27}$$

Fuer die Sprungantwort ($f_e \rightarrow \infty$) gilt nach /1/:

$$f_{aS} = -I_{Sx} / (U_{hub} \; C_o) \tag{28}$$

$$\tau_{Sx} = U_{Sx} \; C_o / (-I_{Sx}) + \tau_m \tag{29}$$

τ_m bezeichnet einen Miller- Verzoegerungsanteil.

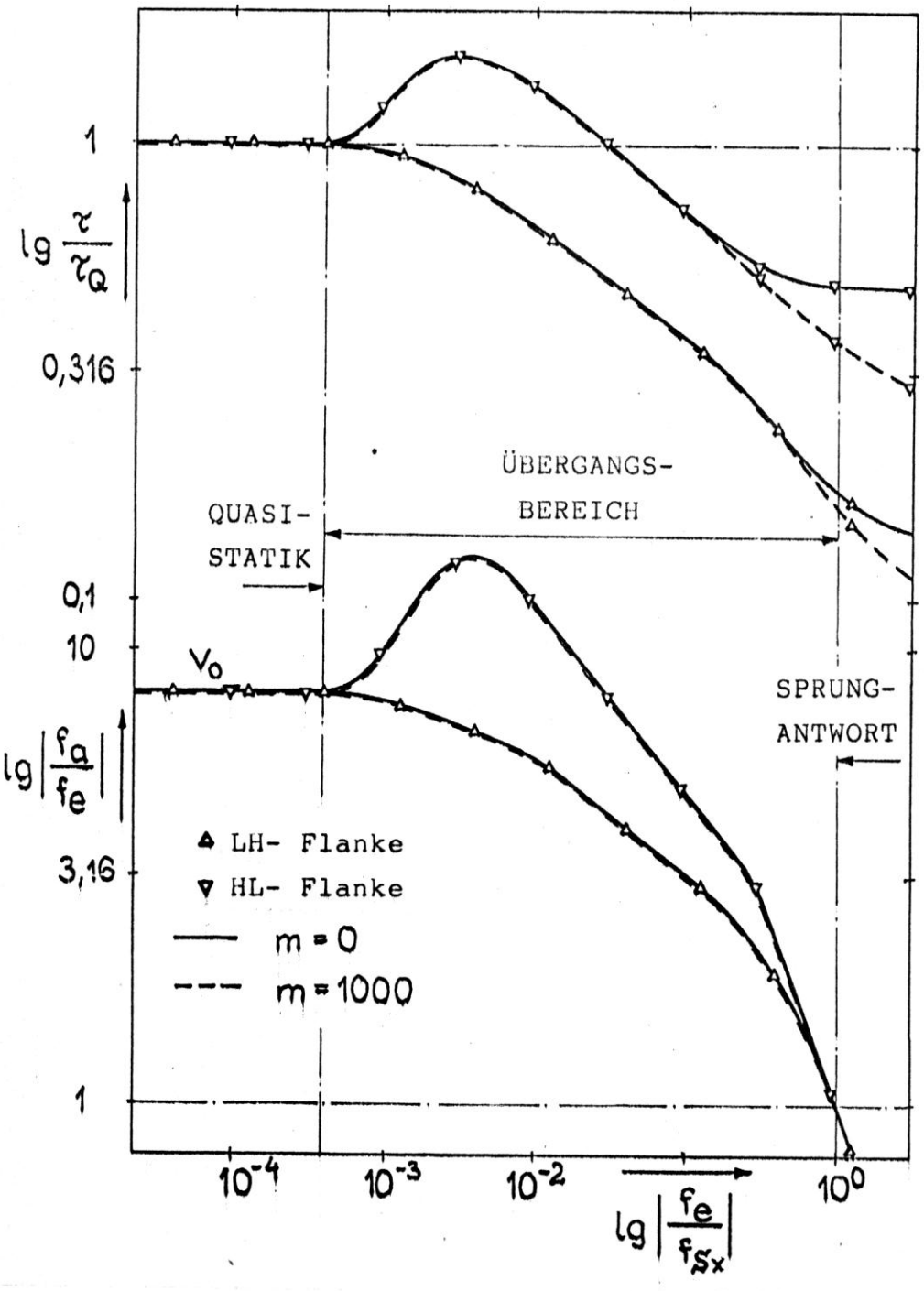


Abb.4 Normiertes, dynamisches Transferkennlinienfeld eines CSGT2- NAND6- Gattereingangs /1/. U_o =2,341 V, U_{hub} =5 V.

Zwischen der Verzoegerungszeit der Quasistatik τ_Q und der der Sprungantwort τ_{Sx} besteht beim einstufigen Gatter ein festes Verhaeltnis.

$$\frac{\tau_Q}{\tau_{Sx}} \approx \frac{r_o\,|I_{Sx}|}{|U_{Sx}|} \qquad (30)$$

Wird formal ein Quotient aus den Flankensteilheiten von Quasistatik (Q) und Transitfall (T) fuer den Eingang (e) und fuer den Ausgang (a) gebildet, so kann mit den Nebenbedingungen fuer den Transitfall $f_{aT}/f_{eT} = -1$ und fuer die Quasistatik Glg.(26)

$$v_a = f_{aT}/f_{aQ} \quad , \quad v_e = f_{eT}/f_{eQ} \qquad (31)$$

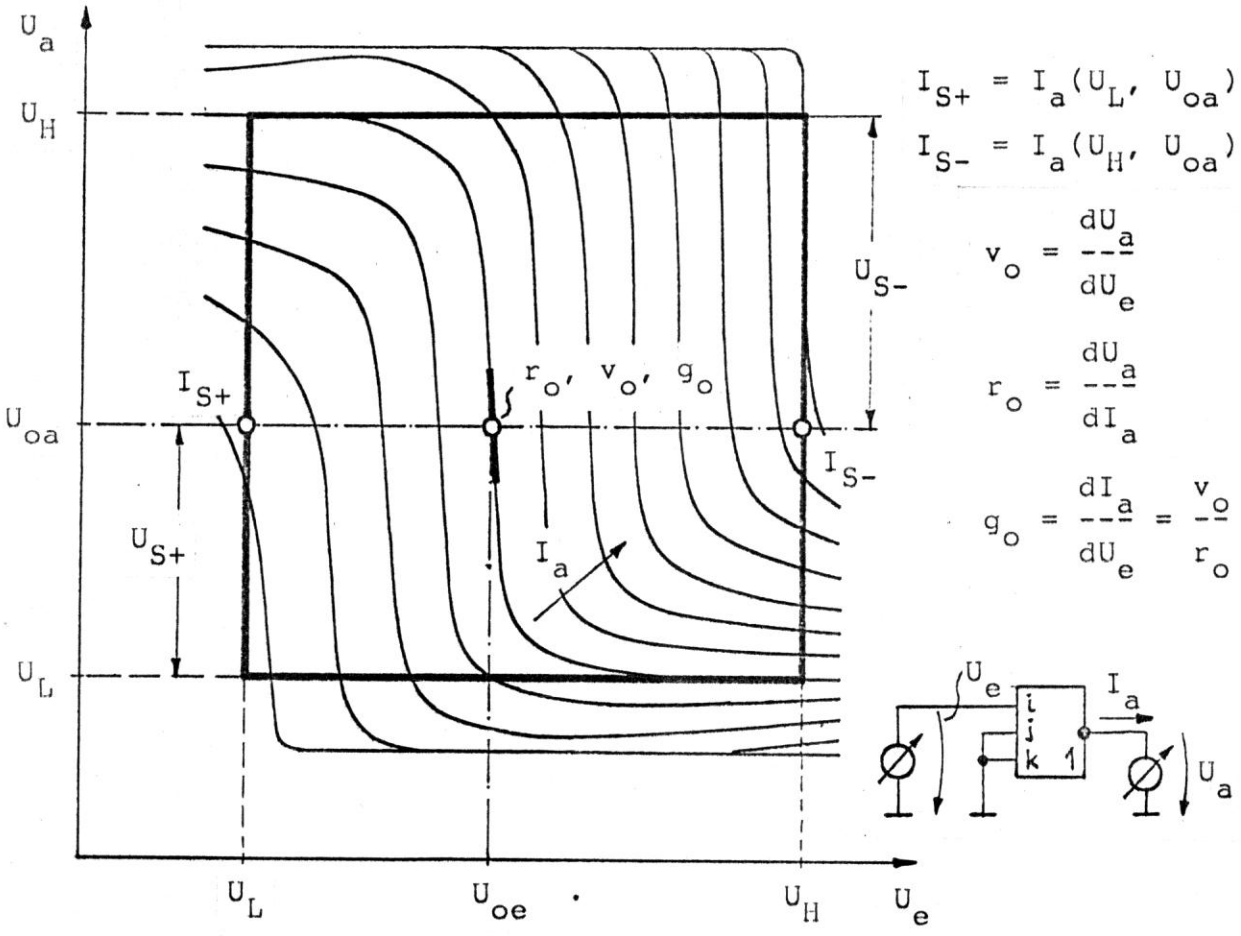


Abb.5 Statisches Kennlinienfeld eines NOR3- Gattereingangs /1/.

eine ueberraschend einfache Beziehung fuer die Laenge der Uebergangsbereiche gefunden werden. Die (logarithmischen) Laengen v_a , v_e der Uebergangsbereiche zwischen Quasistatik und beginnender Sprungantwort (Transitfall) sind ueber die differentielle, statische Spannungsverstaerkung des Gatters v_o verknuepft (v_o ist negativ)!

$$v_e + v_o\, v_a = 0 \qquad (32)$$

Literatur:

/1/ G. Heinz, Ansaetze zur analytischen Beschreibung der Dynamik digitaler CMOS- Gatter, Diss. A, Humboldt- Universitaet zu Berlin, Sekt. Elektronik, 18. Feb. 1988, 158 S.