

PRINZIP DER MODERATEN GEGENKOPPLUNG IN HIGH-SPEED-CIRCUITS

Gerd Nowack

Kurzfassung. Ultrahohe Übertragungsraten bis 100 GHz lassen sich nur mit "damned fast" Transistoren und einer überlegenen Schaltungstechnik erreichen. Dabei kommt der Gegenkopplung eine sehr große Bedeutung zu: Einerseits verbessert sie die Spezifikationen des inneren Verstärkers um den Gegenkopplungsfaktor, andererseits liegen in ihr die Hauptursachen des Überschwingens und der Instabilität von Verstärkern mit extrem hoher Bandbreite. Schaltungen mit 100 %iger Gegenkopplung ($k = -1$), wie der Emitterfolger oder der I/U-Konverter, sollten grundsätzlich vermieden werden und durch Schaltungsstrukturen ersetzt werden, in denen die Gegenkopplung moderat, also optimal, eingestellt werden kann. In [1] wird von mehrstufigen Emitterfolgern berichtet, die allein durch die Induktivität der Bonddrähte ($L = 20pH$) ungedämpfte Schwingungen erzeugen (Oszillatorbetrieb). Der ideale Verstärker aber ist nicht nur stabil, sondern er zeigt auch keine Überhöhung des Verstärkungsganges, die ein Überschwingen der Sprungantwort hervorruft. Wenn der Frequenzgang des inneren Verstärkers bereits festliegt, kann die optimale Betriebsverstärkung nur noch durch eine moderate Gegenkopplung ($-1 \leq k \leq 0$) erreicht werden.

1. Einführung

Grundvoraussetzungen für High-Speed-Circuits sind:

- (a) Transistoren mit extrem hoher Transitfrequenz, d.h. Verwendung von dotierten Materialien mit hoher Ladungsträgerbeweglichkeit, hoher Stromdichte und hohen Feldstärken
- (b) HF-Layout der Schaltung

Manuscript eingegangen am Jule 14, 1998.

Dr.-Ing G. Nowack ist am Lehrstuhl für Datenverarbeitung der Ruhr-Universität Bochum beschäftigt, D-44780 Bochum, Germany, E-mail: nowack@etdv.ruhr-uni-bochum.de.

- (c) Schaltungssimulation unter Berücksichtigung parasitärer Elemente zur Vorhersage der Schaltungs-Kenndaten: Risiken liegen hierbei im gewählten Komplexitätsgrad der Transistormodelle und der Genauigkeit der Abschätzung von Parasitäreinflüssen.
- (d) Verbesserungen lassen sich nicht durch Try-and-Error Variationen der Simulationsdaten erreichen, da Modellparameter der Transistoren physikalisch nicht unabhängig voneinander sind.
- (e) In der Regel wird der Skin-Effekt in der Simulation außer acht gelassen. Die erhöhte Oberflächenstromdichte führt jedoch zu lokalen Überhitzungen innerhalb des Halbleiters, deren Folgen eine Degradation der Stromverstärkung und eine Erhöhung der Rauschzahl sind.
- (f) Nicht jede Schaltungsstruktur ist für hohe Bandbreiten geeignet:
- (f1) Parasitäre Induktivitäten in Stromverstärkern reduzieren die Bandbreite deutlich geringer als vergleichbare parasitäre Kapazitäten in Spannungsverstärkern. Das bedeutet eine Bevorzugung von Stromverstärkern.
- (f2) Bereits realisierte Verstärker zeigen oft unerwartete Resonanzüberhöhungen im Verstärkungsgang. In der Regel liegt die Ursache dafür in einer zu kleinen Phasenreserve gegengekoppelter Schaltungsstrukturen. Dabei haben die stark gegengekoppelten Strukturen wie Emitterfolger und I/U-Konverter einen dominierenden Einfluß. Oszillationen und Ringing lassen sich jedoch in Strukturen mit moderater Gegenkopplung vermeiden.

2. Theoretische Grundlagen

Bild 1 zeigt die Grundstruktur einer gegengekoppelten Schaltung. Da der innere Verstärker (v_0) als reiner Spannungsverstärker betrachtet wird, zeigt das Schaltbild eine universelle Ersatzschaltung aller spannungsgesteuerter, spannungsgegengekoppelter Verstärker. Es gelten folgende *Definitionen*:

- (a) Innere Verstärkung: v_0 , entsprechend dem gemessenen Bodediagramm
- (b) Ankoppelfaktor: $A = dU_d/dU_e$ mit $U_a = 0$
- (c) Rückkoppelfaktor: $k = dU_d/dU_a$ mit $U_e = 0$

Die Betriebsverstärkung gegengekoppelter Systeme berechnet sich nach der Formel (1):

$$v_B = A \frac{v_0}{1 - kv_0} = A \frac{v_0}{1 - v_R} = -\frac{A}{k} \frac{1}{1 - \frac{1}{v_R}} = v_{B_{ideal}} \frac{1}{1 - \frac{1}{v_R}} = v_{B_{ideal}} K_F \quad (1)$$

Die reale Betriebsverstärkung ist also das Produkt aus der idealen (gewünschten) Betriebsverstärkung und dem Korrekturfaktor K_F , der seinerseits nur eine Funktion der Ringverstärkung ist.

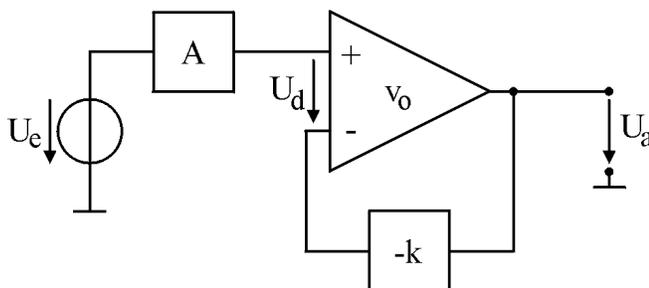


Bild 1. Grundstruktur einer gegengekoppelten Schaltung.

Die Ringverstärkung v_R bestimmt einerseits den Korrekturfaktor K_F , andererseits dient die Phase der Ringverstärkung zur Bestimmung der Phasenreserve gegengekoppelter Systeme. Bei niedrigen Frequenzen beträgt die Phase der Ringverstärkung -180° und die Phasenreserve 180° . Sie gibt an, welche Phasendrehung der Verstärkungsgang der Ringverstärkung noch haben könnte, bis die Phasenlage der Mitkopplung auftritt. Ein wichtiger Parameter ist die Transit-Phasenreserve. Sie ist die Phasenreserve bei der Transitfrequenz der Ringverstärkung und bestimmt das Übergangsverhalten der Betriebsverstärkung zwischen den Bereichen großer Ringverstärkung bei kleinen Frequenzen und sehr kleiner Ringverstärkung bei großen Frequenzen (s. Formel (3) im Kapitel "3 Der ideale Verstärker").

Näherungsweise gilt für die Betriebsverstärkung bei hohen Frequenzen die Formel (2):

$$v_B(\infty) = \lim_{f \rightarrow \infty} v_B = Av_0 \quad (2)$$

Die anschauliche Darstellung der Zusammenhänge ist am Beispiel des Emitterfolgers leicht möglich.

Hierfür sollen folgende Annahmen gelten:

- (a) $k = -1$, d.h. die Schaltung ist 100 %ig gegengekoppelt,
- (b) der Transistor ist ein bis auf seine Leerlaufverstärkung idealer Spannungsverstärker mit: $v_{0,DC} = 10$ und $f_0 = 10$ GHz und
- (c) die Ordnung n des inneren Tiefpaßsystems soll mathematisch von einer ganzen zu einer reellen Zahl erweitert werden.

Damit folgt für die Ringverstärkung Formel (3):

$$v_R = \frac{-v_{0,DC}}{\left(1 + i \frac{f}{f_0}\right)^n} \quad (3)$$

2.1 Anmerkung zur Ordnung n des Tiefpaßsystems

Ein der Größe der Gegenkopplung vergleichbarer Einfluß auf den Verlauf des Frequenzganges der Betriebsverstärkung geht von der Ordnung n des inneren Tiefpaßsystems des Verstärkers aus. Bei HF-Verstärkern ist es nicht sinnvoll, den inneren Verstärker als 1-polig anzusetzen. Vielmehr ist ein 3-poliger Ansatz sinnvoll, da außer der Grenzfrequenz des Verstärkungsmechanismus, also des inneren Transistors, weitere Grenzfrequenzen auftreten. Zum einen aufgrund der Eingangszeitkonstanten, gebildet aus Quellwiderstand und Eingangskapazität, und zum anderen aufgrund der Ausgangszeitkonstanten, gebildet aus Ausgangswiderstand und Lastkapazität. Die exakte Formel (4) der Ringverstärkung lautet demnach:

$$v_R = \frac{-v_{0,DC}}{\left(1 + i \frac{f}{f_{01}}\right) \left(1 + i \frac{f}{f_{02}}\right) \left(1 + i \frac{f}{f_{03}}\right)} \quad (4)$$

mit:

$$f_{01} = f_{g\beta}, \quad f_{02} = \frac{1}{2\pi R_g C_e}, \quad f_{03} = \frac{1}{2\pi R_a C_L}$$

Zur Erzielung höchster Bandbreiten wird der Entwicklungsingenieur die Grenzfrequenzen schaltungstechnisch so beeinflussen, bis sie alle einen möglichst hohen, möglichst gleichen Wert haben. Dieses sogenannte quasi Gauß'sche Übertragungsverhalten eignet sich denkbar schlecht für die Gegenkopplung, denn bei zwei dominanten Grenzfrequenzen tritt eine deutliche Überhöhung des Frequenzganges auf und bei drei dominanten Grenzfrequenzen treten bereits ungedämpfte Schwingungen auf. In den nachfolgenden Betrachtungen sollen die Grenzfrequenzen gleich groß sein, aber der Grad des Systems soll eine variable, reelle Zahl sein. Eine Angabe wie "1.48-polig" für den idealen Bufferverstärker bedeutet für die praktische Umsetzung, daß für den inneren Verstärker ein mehrpoliges System zulässig ist, allerdings müssen die weiteren Grenzfrequenzen soweit oberhalb der ersten Grenzfrequenz liegen, daß die zugehörige Transit-Phasenreserve von 64.8° erreicht wird. Die hier diskutierten Probleme können anschaulich dargestellt werden, wenn beispielsweise $n = 2.5$ gewählt wird. Für diese Ordnungszahl ergibt sich nach Formel (3) eine **Transit-Phasenreserve von nur 13.75°** ,

d.h. der Verstärker ist stabil, zeigt aber eine deutliche Überhöhung des Frequenzganges um den Faktor 4.38 gegenüber der Idealverstärkung eines Buffers von 1 (s. Bild 3).

Bild 2 zeigt den Verstärkungsgang bei zu geringer Transit-Phasenreserve.

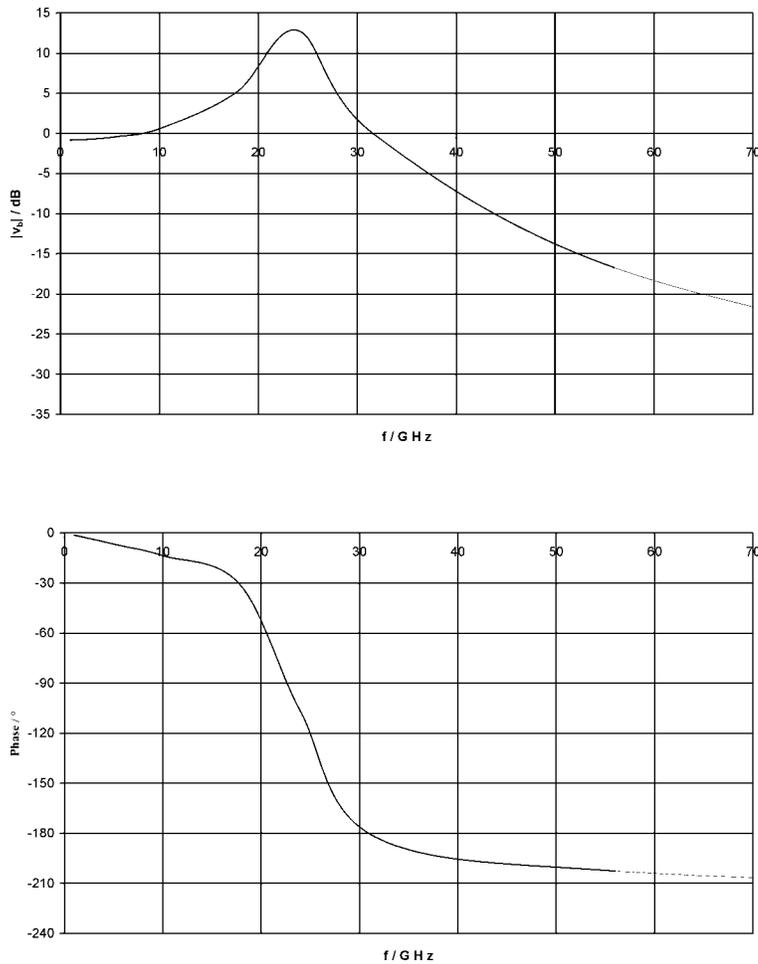


Bild 2. Verstärkungsgang eines Buffers mit zu geringer Transit-Phasenreserve.

3. Der ideale Verstärker

Der ideale Verstärker sei die bestmögliche technische Realisierung theoretischer Idealkonzepte. Der in Bezug auf die Gegenkopplung schwierigste Verstärkertyp ist der Bufferverstärker, der idealerweise über alle Frequenzen

genau den Verstärkungsfaktor +1 besitzt. In der technischen Realisierung treten insbesondere drei Abweichungen auf:

(1) Bei niedrigen Frequenzen ist die Ringverstärkung am größten. Mit den angegebenen Werten für die Leerlaufverstärkung $v_{0,DC} = 10$ und $f_0 = 10$ GHz und den Rückkopplungsfaktor $k = -1$ folgt: $v_R = -10$. Für den Korrekturfaktor K_F ergibt sich: $K_F = 1/1.1 = 0.91$ (statt $K_F = 1$!), eine Abweichung von -9% .

(2) Bei sehr hohen Frequenzen gilt Formel (2) mit $A = 1$, d.h., daß der Verstärkungsgang der realen Betriebsverstärkung dem der inneren Verstärkung v_0 folgt. Das bedeutet, daß frequenzabhängig große Abweichungen gegenüber +1 auftreten.

(3) Bei mittleren Frequenzen entscheidet die Größe der Transit-Phasenreserve, wie der Übergang zwischen den Frequenzgängen der Betriebsverstärkung bei niedrigen und hohen Frequenzen sein wird:

$\varphi_{Res,T} \approx 90^\circ$ asymptotischer Übergang

$\varphi_{Res,T} = 64.83^\circ$ aperiodischer Grenzfall: Anhebung auf $v_B = 1$

$0 < \varphi_{Res,T} < 64.83^\circ$ unzulässige Überhöhung des Frequenzganges von $|v_B|$

$\varphi_{Res,T} \leq 0$ Verstärker instabil: Oszillatorverhalten

Bild 3 zeigt die Ergebnisse der Berechnungen zur Bestimmung des aperiodischen Grenzfalles des Verstärkungsganges der Betriebsverstärkung. Außer der Transit-Phasenreserve sind die Grenzfrequenz und die prozentuale Überhöhung des Frequenzganges gegenüber 1 angegeben.

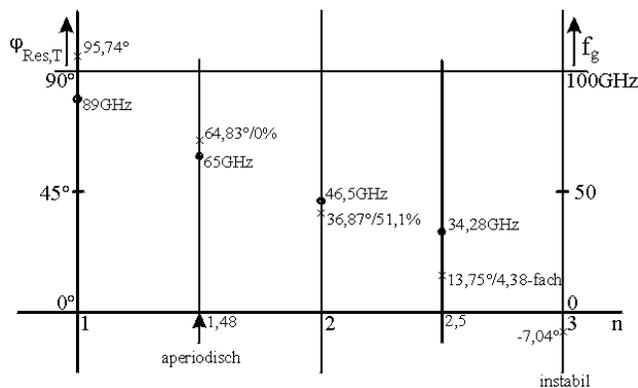


Bild 3. Ergebnisse der Berechnungen zur Bestimmung des aperiodischen Grenzfalles des Verstärkungsganges der Betriebsverstärkung.

Von theoretischem Interesse sind die Verhältnisse bei einer sehr kleinen Transit-Phasenreserve. Bild 4 zeigt die Ergebnisse der Berechnungen an

der Stabilitätsgrenze: Die Transit-Phasenreserve $\varphi_{Res,T}$ und den Multiplikationsfaktor der Verstärkungsüberhöhung MF.

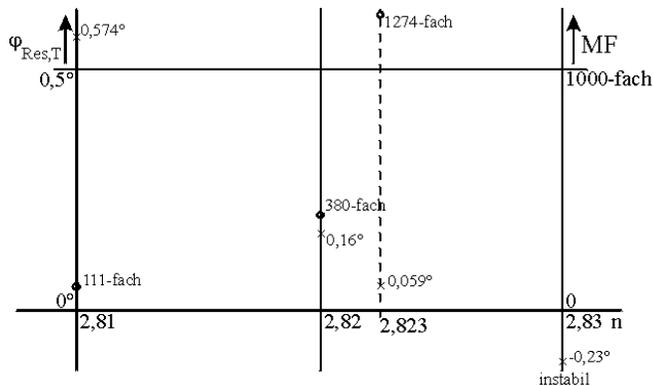


Bild 4. Transit-Phasenreserve $\varphi_{Res,T}$ und Verstärkungsüberhöhungsfaktor MF an der Stabilitätsgrenze.

4. Schaltungen mit wählbarem, moderatem Gegenkopplungsfaktor

Die schaltungstechnischen Maßnahmen zur Einstellung eines optimalen Verstärkungsganges der Betriebsverstärkung (aperiodischer Grenzfall) lassen sich folgendermaßen zusammenfassen:

- (1) Bei Schaltungen mit 100 %iger Gegenkopplung (wie Emitterfolger oder I/U-Konverter) darf der Frequenzgang des inneren Verstärkers kein quasi Gauß'sches System mit drei gleichen Grenzfrequenzen sein, da dann die Schaltungen instabil sind. Es soll angenommen werden, daß die dominierende Grenzfrequenz durch den inneren Verstärkungsmechanismus des Transistors bestimmt wird, also wie oben 10 GHz beträgt. Die Grenzfrequenzen der Ein- und Ausgangszeitkonstanten sollen gleich groß, aber x -fach größer sein als 10 GHz.

Im folgenden soll der aperiodische Grenzfall berechnet werden:

Annahme: $n = 3$, $v_{0,DC} = 10$, $f_{01} = 10$ GHz, $f_{02} = f_{03} = x f_{01}$

Gesucht ist x für den aperiodischen Grenzfall:

Lösung: $x = 27.5$, also: $f_{02} = f_{03} = 275$ GHz, $\varphi_{Res,T} = 60.19^\circ$,

$f_{g,\beta} = 119$ GHz

Die Schwierigkeiten dieser Lösung liegen darin, für die Grenzfrequenzen der Ein- und Ausgangszeitkonstanten den Wert von 275 GHz zu realisieren.

(2) Bei Schaltungen mit wählbarer Gegenkopplung (wie gegengekoppelte Emitter- oder Cascodeschaltung) stehen meist Beschaltungswiderstände zur Verfügung, über die die Größe der Gegenkopplung gezielt in Bezug auf den aperiodischen Grenzfall eingestellt werden kann. Ist der innere Verstärker ein quasi Gauß'sches System dritter Ordnung, so kann nur eine verschwindend kleine Gegenkopplung verwendet werden:
 $-0.1 < k < -0.01$.

Auf jeden Fall steht ein Schaltungsparameter zur optimalen Einstellung zur Verfügung, so daß sich die Überhöhung des Frequenzganges oder sogar die Instabilität einer gegengekoppelten Schaltungsstruktur verhindern läßt. Eine Vergrößerung der Gegenkopplung setzt aber immer eine Verbesserung des inneren Verstärkers voraus: D.h. höhere Leerlaufverstärkung, höhere Bandbreite, niedrige Ordnung der Ringverstärkung.

Schaltungsvorschläge sind in [2] zu finden.

Danksagungen

Ich danke Herrn Dipl.-Ing. Matthias Ortmann für konstruktive Gespräche zum Thema und Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Weber, der die Meßdatenerfassung und -verarbeitung seit Jahren unterstützt.

L I T E R A T U R

1. H.-M. REIN AND M. MÖLLER: *Design Considerations for very-high-speed Si-bipolar IC's operating up to 50 Gb/s*. IEEE Journal of solid state circuits, Vol. 31, No. 8, August 1996.
2. G. NOWACK: *Ultra-high-speed Mechanisms of Amplification and Conversion in optical Wide Area Networks*. ICINAS-98: 7.-12. Sept. 1998, Saint Petersburg.