

Als Ergebnis der „Performance Analysis“ erhält man die Interpolationskurve „M“ in Bild 6.9 mit dem Null-Durchgang bei einem Phasenwinkel φ_Z , der identisch ist mit der zuvor in Abschn. 6.5.4 ermittelten korrekten Phasenreserve $\varphi_{PM}=17,2^\circ$.

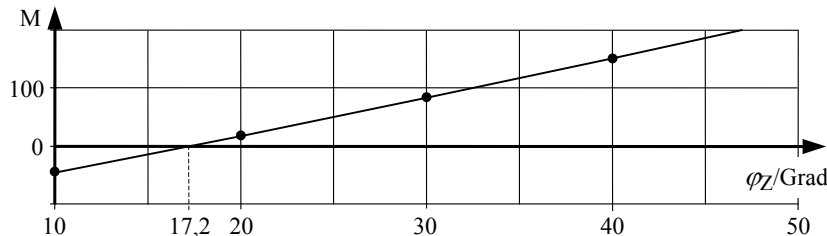


Bild 6.9 Interpolationskurve zu Bild 6.8 (Auswertung der Anstiegs-Extremwerte)

6.6.3 Modifikation des Verfahrens

Wenn durch den in die Rückkopplungsschleife eingefügten zusätzlichen Block H_Z nicht die Phase der Schleifenverstärkung um die Zusatzphasen φ_Z , sondern stattdessen der Betrag um entsprechend gestufte Faktoren A_Z erhöht wird, kann analog zu der oben beschriebenen Vorgehensweise auch die Verstärkungsreserve A_{GM} bestimmt werden.

Interessanter ist aber eine Anwendung, bei der das Phasenteilheits-Verfahren eingesetzt wird zur Unterstützung bei der Dimensionierung eines rückgekoppelten Systems mit vorgegebenen Stabilitätseigenschaften. In vielen Fällen steht als einziger freier Parameter zur Stabilisierung des Systems nur der Betrag der Schleifenverstärkung $|\underline{L}_0|$ zur Verfügung, der so einzustellen ist, dass eine vorgegebene Phasenreserve φ_{PM} garantiert werden kann.

Diese Aufgabe kann dadurch gelöst werden, dass die Phase in dem Zusatzblock H_Z auf den gewünschten Festwert $\varphi_Z=\varphi_{PM}$ gesetzt wird und bei den AC-Analysen die Grundverstärkung eines geeigneten Verstärkerelements zum Parameter erklärt wird. Die Auswertung kann auf dem oben beschriebenen Weg erfolgen, wobei der Null-Durchgang der Interpolationskurve dann auf der Abszisse den erforderlichen Verstärkungswert liefert.

6.7 Phasenkompensation mit SPICE?

Es ist übliche Praxis, den Operationsverstärker (OPV) bei der Auslegung von Verstärker- und Filterschaltungen als ideale spannungsgesteuerte Spannungsquelle anzusetzen. Der Einfluss der dabei vernachlässigten Eingangs- und Ausgangsimpedanzen des Verstärkers auf die Übertragungseigenschaften der Gesamtschaltung kann bei einer sorgfältigen und durchdachten Dimensionierung der passiven Bauelemente im Rückkopplungskreis zumeist ausreichend klein gehalten werden.

Im Prinzip gilt das auch für die bei der Schaltungsberechnung als unendlich groß angesetzte offene OPV-Verstärkung $v_0(j\omega)$ – allerdings nur innerhalb eines nach oben begrenzten Frequenzbereichs. Bei wachsender Frequenz verursacht die kontinuierliche Abnahme der Verstärkung zunehmende Abweichungen von der gewünschten Funktion. Dabei sind es primär die vom Verstärker verursachten Phasendrehungen, auf die rückgekoppelte Schaltungen besonders empfindlich reagieren.

Um den zu hohen Frequenzen hin begrenzten Einsatzbereich der Schaltung zu erweitern, kann man den unerwünschten Abweichungen der Übertragungsfunktion dadurch entgegenwirken, dass das Rückkopplungsnetzwerk in geeigneter Weise durch eine RC -Kombination ergänzt wird („passive Phasenkompensation“). Für die Berechnung der Elemente dieses zusätzlichen Netzwerks muss natürlich die reale OPV-Verstärkungscharakteristik bekannt sein. Um den Formelumfang und den Berechnungsaufwand dafür in Grenzen zu halten, wird dabei die Verstärkungsfunktion $\underline{v}_0(j\omega)$ üblicherweise durch ein Modell mit nur einem Pol angenähert.

Nachfolgend wird ein verbessertes Verfahren beschrieben, bei dem das Simulationsprogramm PSpice eingesetzt wird, um dieses RC -Kompensationsglied zu berechnen – und zwar unter Berücksichtigung einer realitätsnahen Modellbeschreibung für den Operationsverstärker (incl. Verstärkungsfunktion, Ein- und Ausgangsimpedanz, Lasteinfluss).

Verfahren zur Korrektur von Übertragungsfunktionen (Phasenkompensation)

Das Prinzip des Verfahrens besteht darin, das Ausgangssignal u_{A1} einer idealen Schaltung (mit idealisiertem OPV-Modell) zu vergleichen mit dem Ausgangssignal u_{A2} der realen Schaltung (mit nicht-idealem OPV-Modell). Nach Verstärkung liefert die Signaldifferenz ein Korrektursignal, welches an geeigneter Stelle in die zu korrigierende Schaltung zwischen zwei Knoten X und Y eingespeist wird mit dem Ziel, diese Differenz zu verringern. Die weitere Beschreibung des Verfahrens orientiert sich an dem Blockschaltbild in Bild 6.10.

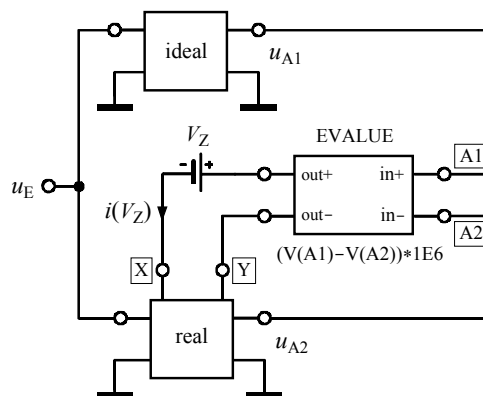


Bild 6.10 Simulationsanordnung zur Phasenkompensation, Prinzipdarstellung

Es handelt sich dabei um das aus der Regelungstechnik bekannte Grundprinzip, nach dem die Abweichung zwischen Ist- und Sollgröße durch eine hohe Schleifenverstärkung klein gehalten werden kann. Aus Betrag und Phasenlage des verstärkten Fehlersignals bei einer auszuwählenden Frequenz f_Z – bzw. aus dem zugehörigen Real- und Imaginärteil – kann das Korrekturnetzwerk über spezielle Formeln berechnet werden. Nach erfolgter Schaltungsmodifikation nimmt die reale Funktion an der Stelle $f=f_Z$ den Idealwert an, wobei auch der Gesamtverlauf der Funktion bei geeigneter Wahl dieser Frequenz sich dem Idealverlauf deutlich annähert.

Zur Phasenkompensation stehen grundsätzlich zwei Alternativen zur Auswahl:

- RC -Serienschaltung ,
- RC -Parallelschaltung .

Zur Ermittlung der Bauteilwerte wird empfohlen, die Berechnungsformeln zwecks Aufruf im Grafikprogramm als Makro zu definieren und abzuspeichern. Diese Formeln werden hier in Pspice/Probe-Notation angegeben (Ableitungen dazu in Anhang C) und beziehen sich auf die Spannungen an den Knoten X und Y bzw. den Strom in den Knoten X, s. Bild 6.10:

- Definitionen:

$$ur = R(V(Y) - V(X)) \quad , \quad ui = \text{IMG}(V(Y) - V(X)) \quad , \\ ir = R(i(Vz)) \quad , \quad ii = \text{IMG}(i(Vz)) \quad .$$

- Korrektur mit RC-Serienschaltung:

$$RS = (ur * ir + ui * ii) / (ir * ir + ii * ii) \quad , \\ CS = (ir * ir + ii * ii) / ((ur * ii - ui * ir) * 2 * 3.1416 * \text{frequency}) \quad . \quad (6.5)$$

- Korrektur mit RC-Parallelschaltung:

$$RP = (ur * ur + ui * ui) / (ur * ir + ui * ii) \quad , \\ CP = (ur * ii - ui * ir) / ((ur * ur + ui * ui) * 2 * 3.1416 * \text{frequency}) \quad . \quad (6.6)$$

Anmerkung. Wenn in den beiden Formeln für CS bzw. CP nicht durch eine feste und zuvor ausgewählte Frequenz dividiert wird, sondern durch die laufende Variable „frequency“, hat man noch die Möglichkeit, sich erst bei der Auswertung der jeweiligen Ergebniskurven zu diesen Formeln auf eine Frequenz f_Z als Korrekturpunkt festzulegen.

Beispiel

Der in Bild 6.11 skizzierte aktive Tiefpass ist dimensioniert für eine Grundverstärkung von $v=4$ (12 dB) und eine 3-dB-Grenzfrequenz bei $f_G=100$ kHz mit

$$R_1 = 250 \, \Omega, \quad R_2 = 1 \, \text{k}\Omega, \quad C_2 = 1,59 \, \text{nF}.$$

Die zugehörige (ideale) Übertragungsfunktion ist in Bild 6.13 mit „1“ gekennzeichnet.

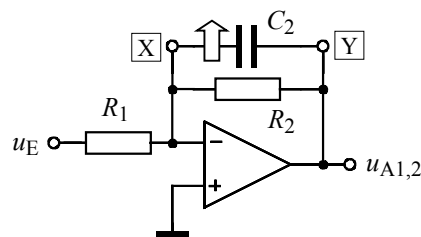


Bild 6.11 Beispiel Phasenkompensation: Aktiver RC-Tiefpass (Ersatz des C_2 -Zweiges)

Das Bandbreiten-Verstärkungsprodukt des eingesetzten Operationsverstärkers (LM741/NS) beträgt $f_T \approx 1$ MHz, so dass mit deutlichen Abweichungen im Bereich der Grenzfrequenz zu rechnen ist. Eine Schaltungssimulation unter Verwendung des realen OPV-Makromodells bestätigt diese Erwartung: Grenzfrequenz $f_{G, \text{real}} \approx 71$ kHz (Kurve „2“ in Bild 6.13).

Um die Grenzfrequenz anzuheben, muss die Zeitkonstante $R_2 C_2$ verringert werden. Da eine Veränderung von R_2 auch die Grundverstärkung von 12 dB beeinflussen würde, darf nur der kapazitive Zweig in der Rückkopplung in geeigneter Weise modifiziert werden.

Nach Duplizierung der Filterstufe wird der OPV durch ein ideales Verstärkermodell ersetzt und beide Schaltungen werden nach dem in Bild 6.10 skizzierten Prinzip mit der gesteuerten Quelle EVALUE kombiniert. Der Kondensator C_2 wird entfernt und stattdessen werden die Ausgänge des Fehlerverstärkers mit dem Knoten X (über die Null-Volt-Quelle V_Z zwecks Stromerfassung) bzw. Y verbunden, s. Bild 6.11. Im Verlaufe einer AC-Analyse berechnet SPICE dann eine RC -Kombination, die parallel zu R_2 gelegt werden muss, um bei einer zu wählenden Frequenz f_Z die beiden Betragsfunktionen (real bzw. ideal) zur Deckung zu bringen.

Die Auswertung der Simulationsergebnisse mit den Formeln von Gl. (6.5) und Gl. (6.6) ergibt, dass formal beide Alternativen (Serien- bzw. Parallelschaltung) zu realisierbaren und positiven Bauteilwerten führen. Da ein zusätzlicher RC -Parallelzweig aber die vorgegebene Verstärkung von 12 dB verändern würde, sollte C_2 durch eine RC -Serienkombination ersetzt werden.

Es werden deshalb beide Formeln nach Gl. (6.5) grafisch ausgewertet, Bild 6.12, wobei es sinnvoll ist, die Korrektur bei der Grenzfrequenz $f_Z=f_G=100$ kHz durchzuführen. Bei 100 kHz können folgende Werte abgelesen werden: $R_S=294 \Omega$ und $C_S=805$ pF.

Eine erneute AC-Simulation der so korrigierten Schaltung führt auf eine Übertragungsfunktion (Bild 6.13, Kurve „3“), die etwa bis 300 kHz nahezu deckungsgleich ist mit dem Idealverlauf.

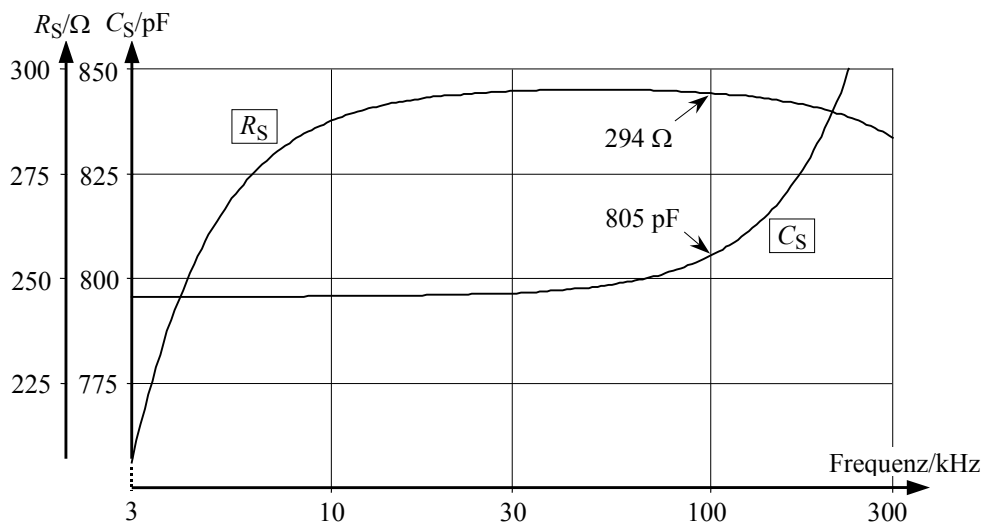


Bild 6.12 Korrekturlemente R_S und C_S als Funktion der Frequenz

Allgemeine Anwendungshinweise

Der Erfolg dieser Methode zur Erweiterung des Einsatzbereichs von Operationsverstärkern „steht und fällt“ mit der Auswahl eines für die Korrektur geeigneten Zweiges. Dabei kann das ausgewählte Element entweder ersetzt oder auch ergänzt werden durch eine der beiden RC -Kombinationen. In diesem Zusammenhang ist es hilfreich und wichtig, ein ausreichend gutes Verständnis für die Funktionsweise der Schaltung bzw. für die Aufgabe und den Einfluss jedes einzelnen Bauelements zu besitzen. Oftmals reicht aber auch schon eine genaue Betrachtung der Dimensionierungsformeln, um die wesentlichen Zusammenhänge erkennen zu können. Sollten sich für die Korrekturlemente negative Werte ergeben, sind die Abweichungen zu groß, um sie überhaupt auf diese Weise korrigieren zu können.

Erweiterung (Korrektur höhergradiger Filter)

Das Prinzip eines PC-gestützten Verfahrens zur Korrektur von Übertragungsfunktionen wurde demonstriert am Beispiel eines einfachen aktiven Tiefpasses ersten Grades. Unter Nutzung eines realitätsnahen OPV-Makromodells konnte eine RC-Serienschaltung ermittelt werden, die anstelle eines Kondensators in die Schaltung einzufügen ist, um die bei der Dimensionierung idealisierten parasitären OPV-Eigenschaften (primär: Phasendrehungen) nachträglich berücksichtigen zu können. Allerdings können die reale und die ideale Funktion nicht vollständig zur Deckung gebracht werden, da der zusätzliche Kondensator die Ordnung des Systems erhöht hat. Die Gleichheit beider Funktionen kann im oberen Frequenzbereich nur bei einer einzigen Frequenz erzwungen werden, wofür die 3-dB-Grenzfrequenz eine sinnvolle Wahl darstellt.

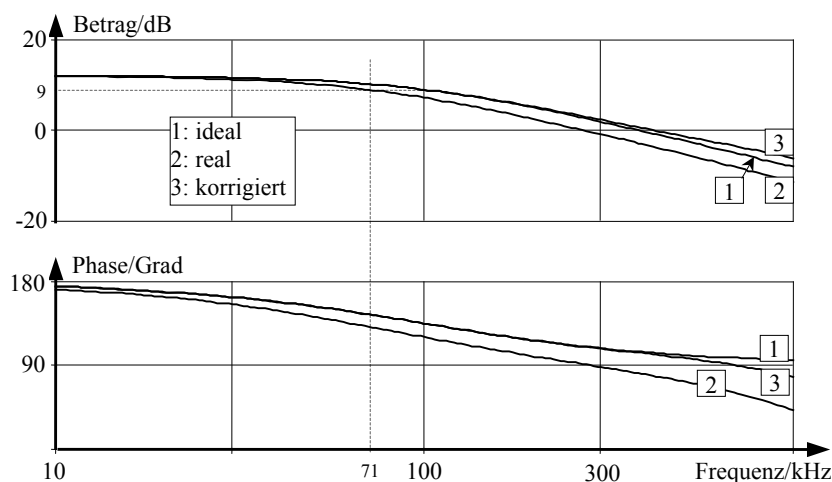


Bild 6.13 RC-Tiefpass (Bild 6.11), Übertragungsfunktionen (Betrag, Phase)

Für die Praxis besonders interessant ist dieses Korrekturverfahren für Filterstufen zweiten Grades – als Grundbausteine für Filter höherer Ordnung (Kaskadensynthese). Im Unterschied zum Tiefpass ersten Grades können die Stufen zweiten Grades unterschiedliche Güteverhältnisse – evtl. mit Amplitudenüberhöhungen im Durchlassbereich – aufweisen, welche ebenfalls dem Idealverlauf angenähert werden sollten. Gezielte Untersuchungen haben in diesem Zusammenhang ergeben, dass es nicht sinnvoll ist, die eigentliche Übertragungsfunktion des Filters – wie im Beispiel ersten Grades – bei einer bestimmten Frequenz auf den Sollwert zu ziehen.

Stattdessen hat sich gezeigt, dass die besten Korrekturergebnisse erzielt werden können, wenn die Schleifenverstärkung – und zwar bei der Polfrequenz f_p – zur Phasenkompensation herangezogen wird. Zu diesem Zweck sind die beiden Blöcke „ideal“ und „real“ in Bild 6.10 zu ersetzen durch die Simulationsanordnung aus Abschn. 6.5.1 oder Abschn. 6.5.3. Auf diese Weise kann ein größerer Teil der Übertragungsfunktion im Bereich der Polfrequenz von der Korrektur erfasst und dem Idealverlauf angenähert werden.

Es sei darauf hingewiesen, dass durch dieses Verfahren auch andere Fehlereinflüsse, die nicht bei der Schaltungsdimensionierung berücksichtigt wurden, in die Korrektur mit einbezogen werden können, wie z. B. Abweichungen einzelner Bauteilwerte vom Idealwert, parasitäre Schaltkapazitäten, OPV-Eingangsimpedanzen und externe Lastimpedanzen.