

IVW

AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

Rozprawy
nr 73

RYSZARD WOJTYNA

GENERATORY CMOS DRGAŃ HARMONICZNYCH
PRACUJĄCE W TRYBIE PRĄDOWYM

1.382

Wojtyna, Ryszard.
Generatory CMOS drgań har

6.

BYDGOSZCZ - 1996

627.3824

AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

Rozprawy
nr 73

RYSZARD WOJTYNA

GENERATORY CMOS DRGAŃ HARMONICZNYCH
PRACUJĄCE W TRYBIE PRĄDOWYM

Biblioteka Główna ATR w Bydgoszczy



00000002248

BYDGOSZCZ - 1996

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
prof. dr hab. Ojcumiła Stefaniak

OPINIODAWCY

prof. dr hab. inż. Andrzej Guziński
prof. dr hab. inż. Lech J. Weiss

REDAKTOR NAUKOWY

dr hab. inż. Ryszard S. Choraś, prof. ATR

OPRACOWANIE REDAKCYJNE I TECHNICZNE

mgr Joanna Ekstowicz-Mąka, Zbigniew Gackowski



Wydano za zgodą Rektora
Akademii Techniczno-Rolniczej
w Bydgoszczy

79506

ISSN 0209-0597

WYDAWNICTWO UCZELNIANE
AKADEMII TECHNICZNO-ROLNICZEJ W BYDGOSZCZY

Wyd. I. Nakład 150 egz. Ark. aut. 8,0. Ark. druk. 7,00. Papier druk. kl. III.
Oddano do druku w maju 1996 r. Druk ukończono w maju 1996 r.
Uczelniany Zakład Małej Poligrafii ATR Bydgoszcz ul. Ks. A. Kordeckiego 20
Zamówienie nr 10/96

7 5 199

SPIS TREŚCI

Wykaz ważniejszych oznaczeń	4
1. Wprowadzenie	7
2. Układy wykorzystywane do prądowego przetwarzania sygnałów analogowych ...	11
2.1. Wprowadzenie	11
2.2. Wtórnik napięciowy	15
2.2.1. Analiza układu	16
2.2.2. Symulacja komputerowa	22
2.3. Konwejer prądowy	29
2.3.1. Konwejer o wzmacnieniu stałym	31
2.3.2. Konwejer z elektroniczną regulacją wzmacnienia	39
3. Wytwarzanie drgań sinusoidalnych w trybie prądowym	45
3.1. Wprowadzenie	45
3.2. Szum fazowy generatora	47
3.3. Wrażliwość częstotliwości drgań na czynniki deterministyczne	53
3.4. Ograniczanie i stabilizacja amplitudy drgań, konwejer z symetrycznym ograniczaniem prądu wyjściowego	58
4. Układy generatorów o częstotliwości drgań przestrajanej za pomocą dodatkowego wzmacniacza	64
4.1. Wprowadzenie	64
4.2. Proste układy z aktywną pętlą sprzężenia zwrotnego	64
4.3. Przykład generatora przestrajanego napięciem	68
5. Układy generatorów o częstotliwości drgań przestrajanej za pomocą jednego kondensatora lub jednego rezystora	78
5.1. Generator przestrajany przez zmiany wartości jednego kondensatora	78
5.2. Generator sterowany diodami pojemnościowymi (generator przestrajany napięciem)	84
5.3. Generator przestrajany przez zmiany wartości jednego rezystora	87
6. Porównanie generatorów prądowych, prezentowanych w rozprawie, z popularnymi generatorami napięciowymi	91
7. Podsumowanie	96
Dodatek: Modele tranzystorów	98
Bibliografia	100
Streszczenia	108

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

- a - współczynnik transmitancji środkowoprzepustowej
- αQ^2 - współczynnik charakteryzujący właściwości szumowe generatora
- A - wzmocnienie prądowe
- A_i - prądowa funkcja przenoszenia konwejera
- A_V - wzmocnienie napięciowe
- A_1 - wzmocnienie prądowe wzmacniacza podtrzymującego drgania
- A_2 - wzmocnienie prądowe wzmacniacza przestrajającego częstotliwość drgań
- α - współczynnik wzmocnienia prądowego konwejera
- B - wykładnik szumów migotania
- b - współczynnik opisujący konwejer prądowy pierwszej i trzeciej generacji
- b_i - niezależny parametr opisujący wzmacniacz
- β - transmitancja sprzężenia zwrotnego
- β_s - transmitancja selektywnego sprzężenia zwrotnego typu środkowoprzepustowego
- β_r - transmitancja sprzężenia zwrotnego typu rezystancyjnego (niezależna od częstotliwości)
- CCII - konwejer prądowy drugiej generacji
- CCII+ - nieodwracający (dodatni) konwejer prądowy drugiej generacji
- CCII- - odwracający (ujemny) konwejer prądowy drugiej generacji
- C_d - pojemność złączowa diody pojemnościowej
- C_{i_y} - pojemność wejściowa zacisku Y konwejera
- C_{out} - pojemność wyjściowa konwejera
- d - różniczka (mały przyrost)
- Δ - przyrost
- f - częstotliwość
- f_d - dolna granica całkowania (częstotliwość) przy obliczaniu szumów
- f_o - częstotliwość drgań
- f_{3dB} - częstotliwość graniczna określająca 3dB pasmo przenoszenia układu
- $F(x)$ - funkcja zmiennej x
- φ_A - faza funkcji przenoszenia wzmacniacza
- φ_β - faza transmitancji β
- g_m - transkonduktancja
- g_{ds} - przewodność dren-źródło
- h - współczynnik zniekształceń harmonicznych
- I_a, I_b, I_c - prądy zacisków zewnętrznych pasywnego trójkąta RC generatora

- I_B - zewnętrzny prąd polaryzujący
- I_D - prąd drenu tranzystora
- I_K - prąd regulujący wzmocnienie konwejera (polaryzujący parę różnicową)
- I_P - prąd polaryzujący wtórnik napięciowy i stopień wejściowy konwejera
- I_T - prąd polaryzujący parę różnicową w stopniu wejściowym konwejera
- I_X, I_Y, I_Z - prądy zacisków zewnętrznych konwejera
- i_1 - składowa zmienna prądu na wyjściu nieliniowym wzmacniacza podtrzymującego drgania
- i_C - składowa zmienna prądu płynącego przez kondensator
- i_d - składowa zmienna prądu drenu tranzystora
- i_R - składowa zmienna prądu płynącego przez rezystor
- i_{szk} - gęstość widmowa średniokwadratowego prądu szumów kanału wyrażona w $[A / \sqrt{Hz}]$
- I_{szk} - zastępczy prąd szumów kanału wyrażony w amperach
- i_n - gęstość widmowa średniokwadratowego, zastępczego prądu szumów na wejściu wzmacniacza podtrzymującego drgania wyrażona w $[A / \sqrt{Hz}]$
- i_{on} - gęstość widmowa średniokwadratowego, zastępczego prądu szumów na wyjściu wzmacniacza podtrzymującego drgania wyrażona w $[A / \sqrt{Hz}]$
- j - zmienna urojona
- k - stała Boltzmanna
- K_t - współczynnik w kwadratowej charakterystyce statycznej tranzystora
- K_m - współczynnik szumów migotania
- L - długość kanału tranzystora
- L_{i_x} - indukcyjność wejściowa zacisku X konwejera (wejście prądowe)
- λ - współczynnik modulacji długości kanału tranzystora
- λ_n - współczynnik modulacji długości kanału tranzystora z kanałem typu n
- λ_p - współczynnik modulacji długości kanału tranzystora z kanałem typu p
- M - miara szumów tranzystora
- m - stosunek dwóch rezystancji
- N - wzmocnienie zwierciadła prądowego
- n - stosunek dwóch pojemności
- γ - zmienna bezwymiarowa wprowadzona do analizy szumu fazowego
- p_k - niezależny parametr transmitancji β
- Q - dobroć bieguna transmitancji sprzężenia zwrotnego generatora
- R_{i_x} - rezystancja wejściowa zacisku X konwejera (wejście prądowe)
- R_{out} - rezystancja wyjściowa konwejera

- R_x - rezystor zewnętrzny dołączony do zacisku X konwejera
- s - zmienna zespolona
- $s_{1,2}$ - pierwiastki równania charakterystycznego
- $S_{R_i}^{\omega_{sr}}$ - wrażliwość pulsacji ω_{sr} na zmiany wartości rezystancji R_i
- $S_{C_j}^{\omega_{sr}}$ - wrażliwość pulsacji ω_{sr} na zmiany wartości pojemności C_j
- σ - część rzeczywista zmiennej zespolonej s
- σ_0 - część rzeczywista pierwiastków równania charakterystycznego
- T_0 - transmitancja otwartej pętli sprzężenia zwrotnego
- $T(\gamma)$ - transmitancja układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego
- U_0 - amplituda drgań (napięcie na obciążeniu generatora)
- u_{sz0} - gęstość widmowa średniokwadratowego napięcia szumów na wyjściu generatora wyrażona w $[V / \sqrt{Hz}]$
- U_{szout} - zastępcze napięcie szumów na wyjściu generatora wyrażone w woltach
- V_{GS} - napięcie bramka-źródło tranzystora
- v_{gs} - składowa zmienna napięcia bramka-źródło tranzystora
- V_{DS} - napięcie dren-źródło tranzystora
- V_D - potencjał drenu tranzystora
- V_G - potencjał bramki tranzystora
- V_X, V_Y, V_Z - napięcia na zaciskach zewnętrznych konwejera
- V_{DD} - dodatnie napięcie zasilania
- V_{SS} - ujemne napięcie zasilania
- V_T - napięcie progowe tranzystora
- W - szerokość kanału tranzystora
- ω - pulsacja
- ω_0 - pulsacja drgań generatora
- ω_{sr} - pulsacja środkowa transmitancji środkowoprzepustowej
- X - wejście prądowe konwejera
- Y - wejście napięciowe konwejera
- Z - wyjście konwejera

1. Wprowadzenie

W ostatnich latach zauważa się wzrost zainteresowania problematyką układów analogowych. Wzrasta liczba publikacji na ten temat, ukazują się nowe czasopisma (*Analog Integrated Circuits and Signal Processing*), coraz szersza jest oferta rynkowa producentów analogowych i analogowo-cyfrowych (*mieszanych*) układów scalonych. Dzieje się tak z kilku powodów. Dynamiczny rozwój układów cyfrowych stwarza zapotrzebowanie na nowe, specjalizowane układy analogowe. Innym powodem jest fakt, że przetwarzanie sygnałów z wykorzystaniem techniki analogowej daje niekiedy taki sam lub lepszy efekt przy mniejszym poborze mocy. Na przykład, analogowe filtry aktywne pobierają często mniejszą moc niż filtry cyfrowe. Podobnie sieć neuronowa może być bardziej energooszczędna niż odpowiednie urządzenie cyfrowe. Trzecim, ważnym powodem jest większa szybkość analogowego przetwarzania sygnałów w porównaniu z przetwarzaniem cyfrowym.

Większość wytwarzanych obecnie układów analogowych i cyfrowo-analogowych jest wykonywana w technologii bipolarnej. Jest tak dlatego, że transkonduktancja g_m tranzystora bipolarnego może przyjmować znacznie większe wartości niż transkonduktancja tranzystora polowego, co pozwala łatwiej uzyskać dobre parametry układu. Z drugiej strony, w elektronice cyfrowej więcej zalet wykazują układy CMOS. W przypadku układu scalonego z częścią cyfrową i analogową, zalety układów cyfrowych mogą zdecydować o wyborze technologii CMOS do realizacji takiego mieszanego układu scalonego. W technologii CMOS można ponadto realizować lepsze przełączniki (klucze) elektroniczne. Między innymi z tego powodu filtry z przełączanymi pojemnościami są wykonywane tylko jako układy CMOS.

W ostatnich latach zwrócono uwagę na możliwość poprawy parametrów układów analogowych przez zastąpienie konwencjonalnej pracy w trybie napięciowym pracą w trybie prądowym (*current mode circuits*) [1-47]. Jak wiadomo, tryb pracy (sterowanie) ma charakter prądowy, gdy impedancja wewnętrzna źródła sterującego ma wartość bezwzględną znacznie większą niż impedancja obciążenia, tzn., gdy prąd dostarczany do obciążenia nie zależy od impedancji obciążenia. W trybie prądowym można pracować z impedancjami obciążenia o bardzo małej wartości i dotyczy to nie tylko zacisków wejściowych i wyjściowych, ale również węzłów wewnętrznych układu. Pracując z impedancjami obciążenia o małej wartości uzyskuje się dwie istotne korzyści. Po pierwsze, możliwe jest przetwarzanie i wytwarzanie sygnałów w warunkach zasilania małymi napięciami, co jest istotne w związku z obniżaniem napięć zasilania cyfrowych układów CMOS. Po drugie, dla małych wartości rezystancji obciążenia otrzymuje się małe wartości stałych czasowych układu, co oznacza dużą szybkość jego pracy (szerokie pasmo przenoszenia). Analogowe układy prądowego przetwarzania sygnałów (*current mode circuits*) mogą pracować w trybie ciągłym (*continuous time*) lub trybie przełączanym (*discrete time*). W grupie układów pracujących w sposób ciągły można wymienić konwejer i wzmacniacze prądowe, wzmacniacze operacyjne z prądowym sprzężeniem zwrotnym, układy mnożące itd. Wśród układów pracujących w sposób dyskretny najbardziej popularne są układy z przełączanymi prądami (*switched current circuits*) i dyskretnie, komórkowe sieci neuronowe (*discrete-time cellular neural networks*). Większość prac nt. układów pracujących w trybie prądowym dotyczy filtrów i sieci neuronowych. Stosunkowo słabo są natomiast rozeznane

możliwości i właściwości układów generacyjnych pracujących w tym trybie. Niniejsza rozprawa jest pierwszą, obszerniejszą monografią na ten temat.

Jednym z ważnych obszarów zastosowań generatorów są pomiary i testowanie. Rozwój scalonych układów analogowych stwarza zapotrzebowanie na nowe rozwiązania prądowych generatorów sygnałowych, które stanowiąc część układu scalonego są wykorzystywane do jego testowania (*built-in self test*). Generatory takie muszą być przystosowane do pracy z małymi napięciami zasilania, a ich podstawowe parametry muszą być sterowane elektronicznie. W przypadku generatorów napięciowych, wyjście generatora stanowi zwarcie dla innych sygnałów. Z tego powodu po przeprowadzeniu testu z wykorzystaniem generatorów napięciowych trzeba je odłączyć od węzłów, do których doprowadzany był sygnał. Wyższość generatorów prądowych nad napięciowymi w tego typu zastosowaniach polega na tym, że po skończonym teście generatory prądowe mogą pozostać połączone z układem badanym, wystarczy tylko usunąć sygnał testujący. Prądowe źródło sygnału, w odróżnieniu od napięciowego, można dołączyć praktycznie do dowolnego węzła w układzie.

Generatory prądowe są potrzebne przede wszystkim jako źródła sygnałów wejściowych do testowania układów pracujących w trybie prądowym.

Zainteresowanie generatorami sterowanymi elektronicznie i zasilanymi małymi napięciami wynika również z konieczności dostrajania monolitycznych filtrów aktywnych. W przypadku filtrów pracujących w trybie prądowym pożądane są sterowane elektronicznie generatory prądowe.

Niektóre z proponowanych w rozprawie generatorów prądowych mogą pracować jako przetworniki pojemność-częstotliwość lub rezystancja-częstotliwość i mogą być wykorzystane do pomiaru wielkości nieelektrycznych. Przetwarzanie wielkości mierzonych na częstotliwość zamiast na napięcie czy prąd pozwala na zwiększenie dokładności pomiaru, ponieważ wzorce częstotliwości są dokładniejsze od wzorców napięć i prądów.

W pracy omawiane są generatory pracujące w trybie prądowym, wytwarzające drgania sinusoidalne o niezbyt dużych częstotliwościach (do pojedynczych MHz). Do wytwarzania drgań sinusoidalnych w zakresie małych i średnich częstotliwości stosuje się układy klasy RC, w których można wyróżnić dwie podstawowe grupy. Jedną stanowią generatory drgań sinusoidalnych, działające na zasadzie podtrzymywania drgań harmonicznnych. Drugą grupę stanowią tzw. generatory funkcyjne, wytwarzające jednocześnie przebieg prostokątny, trójkątny i sinusoidalny. Generatory funkcyjne z zasady działania są multiwibratorami astabilnymi, a przebieg sinusoidalny jest efektem przetworzenia przebiegu trójkątnego na sinusoidę. Obok głównej zalety generatorów funkcyjnych, którą jest możliwość elektronicznego przestrajania częstotliwości w bardzo szerokim zakresie, mają one również istotne wady. Pierwszą z nich jest nie najlepsza krótkoterminowa stałość częstotliwości (duży szum fazowy). Inną wadą są relatywnie małe częstotliwości drgań (w porównaniu z pasmem przenoszenia elementów aktywnych), co wynika z faktu, że przebieg prostokątny ma szerokie widmo. Wadą generatorów należących do pierwszej grupy (generatory drgań sinusoidalnych) są natomiast trudności z elektroniczną regulacją częstotliwości. Inną wadą, podobnie jak w generatorach funkcyjnych, są stosunkowo małe częstotliwości drgań, co wynika ze wzrostu wpływu fazy wzmacniacza podtrzymującego drgania na częstotliwość drgań, w miarę zwiększania częstotliwości. W rezultacie nie ma dobrych, prostych generatorów pracujących w trybie napięciowym w zakresie częstotliwości rzędu setek kHz. Omawiane

w pracy generatory pracujące w trybie prądowym mają dobre parametry również w tym zakresie częstotliwości.

Rozwój elektroniki idzie w kierunku wytwarzania układów coraz szybszych, co uzyskuje się przez zmniejszanie wymiarów geometrycznych tranzystorów w układach scalonych. W przypadku układów CMOS powoduje to konieczność zmniejszenia grubości warstwy dielektryka pod bramką tranzystora (przeskalowanie) [48]. W efekcie obniża się napięcie przebicia tego dielektryka. Z tego powodu zachodzi konieczność obniżenia napięcia zasilania. Wytwarzane na skalę komercyjną cyfrowe układy CMOS nowej generacji są zasilane napięciem 3.3V i niedługo napięcie to stanie się standardem zasilania. Prowadzone są badania z jeszcze mniejszym napięciem (1.5V). Uzyskanie dobrych właściwości układu analogowego przy małym napięciu zasilania jest trudniejsze niż przy napięciu dużym i wymaga innych niż tradycyjne rozwiązań. Mimo niskiego napięcia zasilania, właściwości generatorów pracujących w trybie prądowym mogą być lepsze, a parametry wytwarzanych drgań zbliżone lub lepsze w porównaniu z klasycznymi generatorami RC małych i średnich częstotliwości, które pracują w trybie napięciowym i są zasilane dużymi napięciami. Jest to **główna teza** niniejszej rozprawy.

Głównym celem rozprawy jest wskazanie konkretnych rozwiązań sterowanych elektronicznie generatorów prądowych CMOS, zasilanych napięciem $\pm 3.3V$.

Ważnym parametrem generatora jest krótkoterminowa stałość częstotliwości drgań (szum fazowy). Jednym z celów pracy jest zbadanie możliwości uzyskania dużego stosunku sygnał/szum (mały szum fazowy) przy pracy w trybie prądowym w warunkach zasilania małym napięciem.

Konsekwencją zwiększania szybkości pracy układów analogowych (poszerzania ich pasma przenoszenia) są trudności z zastosowaniem ujemnego sprzężenia zwrotnego, obejmującego kilka stopni wzmacniających. Sprzężenie takie staje się bowiem przyczyną utraty stabilności układu. Generatory omawiane w pracy oparte są na konwejerach i wzmacniaczach prądowych. Jednym z celów niniejszej rozprawy jest znalezienie takich rozwiązań konwejerów i wzmacniaczy prądowych, żeby można było uzyskać dobre właściwości bez stosowania wielostopniowego, ujemnego sprzężenia zwrotnego i bez dodatkowej pojemności, wprowadzającej biegun dominujący.

Układy analogowe, które mają współpracować z układami cyfrowymi, muszą mieć możliwość elektronicznej regulacji najważniejszych parametrów. Wskazanie sposobu elektronicznej regulacji takich parametrów, jak częstotliwość drgań, amplituda drgań, poziom zniekształceń harmonicznnych, a nawet poziom szumu, jest kolejnym celem, który postawił sobie autor rozprawy.

Rozprawa zawiera analizę teoretyczną i wyniki szczegółowych badań symulacyjnych. Warunki podtrzymywania drgań i przestrajania częstotliwości drgań określane są w oparciu o opis liniowy w dziedzinie zmiennej zespolonej $s = \sigma + j\omega$. Analiza szumu fazowego prowadzona jest w dziedzinie zmiennej rzeczywistej $\gamma = \omega/\omega_{sr} - \omega_{sr}/\omega$, mającej sens fizyczny odstrojenia względnego od pulsacji środkowej ω_{sr} . Autorowi rozprawy nie są znane prace, w których problem krótkoterminowej niestałości częstotliwości drgań generatorów RC jest analizowany w ten sposób. Parametry drgań wynikające ze zjawisk nieliniowych nie są określane analitycznie w sposób ilościowy, a jedynie jakościowy. Omawiany jest nieliniowy mechanizm ograniczania amplitudy drgań i sposób elektronicznej regulacji tej amplitudy, sposób elektronicznej regulacji zniekształceń nieliniowych, zależność szumu fazowego od poziomu zniekształceń harmonicznnych itd. Symulacje komputerowe prowadzone są za pomocą programu PSPICE

na bazie modeli tranzystorów MOS zaczerpniętych z pracy [84]. Niektóre koncepcje układowe były weryfikowane eksperymentalnie na modelach zbudowanych ze wzmacniaczy operacyjnych.

Praca składa się z siedmiu rozdziałów i dodatku, w którym pokazane są modele tranzystorów CMOS, wykorzystane do badań symulacyjnych. Bibliografia, podana na końcu rozprawy, obejmuje 137 pozycji, które są pogrupowane tematycznie i podzielone na pięć części.

Rozdział pierwszy rozprawy jest jej wstępem, a ostatni podsumowaniem.

W rozdziale drugim przedstawione są nowe propozycje realizacji w technologii CMOS podstawowych bloków wzmacniających, na bazie których zbudowano generatory prezentowane w dalszej części pracy. Blokami tymi są: wtórnik napięciowy, konwejer i wzmacniacz prądowy o wzmocnieniu stałym i wzmocnieniu regulowanym napięciem. Wtórnik napięciowy jest wykorzystywany w konwejerach prądowych jako stopień wejściowy. Przyjęte rozwiązanie wtórnika było publikowane przez autora w pracach [35, 37] i wyróżnia się bardzo małą wartością rezystancji wyjściowej, co zapewnia bardzo małą wartość rezystancji na wejściu prądowym konwejera (około 1Ω). Do realizacji konwejera wykorzystano zwierciadło prądowe zaproponowane w pracy [24]. Z powodu braku kondensatora kompensującego charakterystykę częstotliwościową, pasmo przenoszenia konwejera jest szerokie, szersze niż pasma konwejerów prezentowanych w pracach [16-20]. Projektowanie wymienionych układów ukierunkowano na osiągnięcie dużych wartości stosunku sygnał/szum, w celu uzyskania małych szumów fazowych generatorów.

W rozdziale trzecim omawiane są podstawowe problemy dotyczące wytwarzania drgań sinusoidalnych w trybie prądowym. Dużo miejsca poświęcono niestałości częstotliwości drgań, szczególnie niestałości krótkoterminowej (szum fazowy), formułując nowe wnioski na ten temat. Zaproponowano nieliniowy sposób ograniczania prądu wyjściowego konwejera, umożliwiający elektroniczną regulację amplitudy drgań.

W rozdziale czwartym poruszono kwestię wykorzystania filtrów aktywnych do generacji drgań. Rozpatrzono układy drugiego rzędu, pracujące w trybie prądowym, z regulacją częstotliwości środkowej za pomocą dodatkowego wzmacniacza. Pokazano, że dobre właściwości generatora można uzyskać tylko w niektórych układach. Zaproponowano realizację praktyczną wybranego generatora. Pokazano, że układy takie mogą pracować jako generatory przestrajane napięciem o dobrych właściwościach również dla stosunkowo dużych częstotliwości (kilkaset kHz).

Rozdział piąty jest poświęcony generatorom, w których częstotliwość drgań jest przestrajana przez zmiany jednego elementu pasywnego (rezystor lub kondensator). Generatory te charakteryzują się zwiększoną selektywnością obwodu sprzężenia zwrotnego, co zapewnia dobrą, krótkoterminową stałość częstotliwości drgań (lepszą niż w klasycznych generatorach RC). Można je wykorzystywać jako przetworniki rezystancja-częstotliwość lub pojemność-częstotliwość do pomiaru wielkości nieelektrycznych. Mogą one również pracować jako generatory sterowane napięciem o niezbyt dużym zakresie przestrajania (mniejszym niż jedna oktawa).

W rozdziale szóstym dokonano porównania właściwości i możliwości prezentowanych w pracy generatorów prądowych z innymi typami generatorów, pracujących w trybie napięciowym.

Prawie wszystkie układy omawiane w rozprawie zostały zaproponowane przez jej autora.

2. Układy wykorzystywane do prądowego przetwarzania sygnałów analogowych

2.1. Wprowadzenie

Jednym z podstawowych układów stosowanych do prądowego przetwarzania sygnałów jest konwejer prądowy. Konwejer prądowy jest zdefiniowany przez następujący układ równań:

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & b & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Konwejer został po raz pierwszy wprowadzony do literatury w roku 1968 jako element teorii obwodów [1, 2]. Dobre parametry realizowanych praktycznie konwejerów udało się uzyskać dopiero w latach późniejszych dzięki rozwojowi technologii wytwarzania układów półprzewodnikowych. Rozróżniamy trzy typy konwejerów. Konwejer pierwszej generacji, oznaczany przez CCI, to układ, dla którego współczynnik b w równaniach (2.1) jest równy jeden ($b = 1$). Konwejerem drugiej generacji, oznaczanym przez CCII, nazywamy układ, dla którego w równaniach (2.1) $b = 0$. Konwejer trzeciej generacji (CCIII) został wprowadzony do literatury niedawno [42] i jest to układ, dla którego w równaniach (2.1) $b = -1$. Najbardziej popularny i najszerzej stosowany jest konwejer drugiej generacji CCII (*second generation current conveyor*). Jego schemat blokowy jest przedstawiony na rys.2.1.

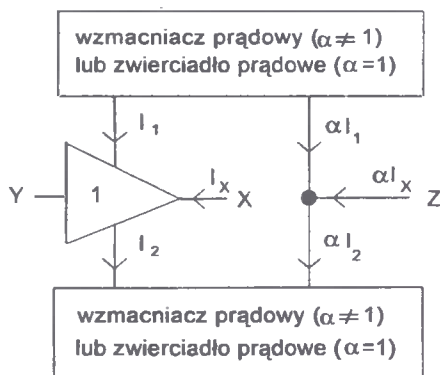


Rys.2.1. Schemat blokowy konwejera prądowego drugiej generacji

Prąd na wejściu Y konwejera CCII jest równy zeru ($b = 0$), niezależnie od napięcia przyłożonego do tego zacisku (wejście napięciowe). Napięcie podane na wejście Y jest przenieszone na wejście X, tzn. $V_X = V_Y$, natomiast prąd wyjściowy konwejera (prąd wpływający do końcówki Z) jest proporcjonalny do prądu wpływającego do wejścia X, tzn. $I_Z = \alpha I_X$. Pierwotnie konwejerem nazywano tylko układy, dla których we wzorze (2.1) $\alpha = 1$. Obecnie pojęcie konwejera rozszerza się na przypadki, gdy α niekoniecznie przyjmuje wartość jeden i niekoniecznie jest to współczynnik stały. W przypadku zmiennego współczynnika α mówimy o konwejerze przestrajonym [4-6]. Dla dodatnich wartości α przyjęło się oznaczenie CCII+ i nazwa konwejer dodatni lub nieodwracający, natomiast dla ujemnych wartości α oznaczenie CCII- i nazwa konwejer ujemny lub odwracający. Idealny konwejer powinien charakteryzować się nieskończenie dużą wartością impedancji wejściowej zacisku Y, zerową wartością impedancją wejściowej zacisku X oraz nieskończenie dużą wartością impedancji wyjściowej. Konwejer

powinien ponadto pracować liniowo, tzn. jego transmitancja prądowa α powinna być niezależna od przenieszonego prądu. W układach rzeczywistych podane wymagania są spełnione tylko w przybliżeniu.

Na rys.2.2 przedstawiono schemat blokowy nieodwracającego konwejera prądowego, zrealizowanego jako układ bez zewnętrznej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego i bez dodatkowego kondensatora, wprowadzającego biegun dominujący transmitancji prądowej. Układ składa się z wtórnika napięciowego, przenoszącego napięcie z wejścia Y na wejście X, oraz dwóch zwierciadeł (wzmacniaczy) prądowych. Jest to typowe rozwiązanie realizowane w technologii bipolarnej, charakteryzujące się szerokim pasmem przenoszenia. Odpowiedniki CMOS konwejerów o schemacie podanym na rys.2.2 mają gorsze właściwości [16]. Przede wszystkim rezystancja wejściowa zacisku X (R_{ix}) ma stosunkowo dużą wartość (powyżej 100Ω). Z tego powodu pojawiły się propozycje konwejerów CMOS [16-19], w których małą wartość rezystancji R_{ix} uzyskano w wyniku wprowadzenia pętli silnego, ujemnego sprzężenia zwrotnego, obejmującego kilka stopni wzmacniających. Układy [16-19] mają jednak tę wadę, że zawierają dodatkową pojemność, wprowadzoną specjalnie, w celu zapewnienia stabilnej pracy, co zawęży ich pasmo przenoszenia.

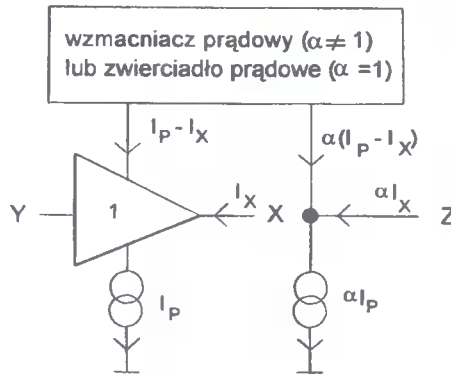


Rys.2.2. Schemat blokowy typowego, bipolarnego konwejera prądowego CCII+

W pracach [5, 20, 35, 37] zaproponowano układy konwejerów CMOS bez dodatkowej pojemności kompensującej, w których mała wartość rezystancji R_{ix} jest efektem działania pętli lokalnego sprzężenia zwrotnego, obejmującej tylko stopień wejściowy (wtórnik napięciowy). W rezultacie uzyskano szersze pasmo przenoszenia zarówno wtórnika wejściowego, jak i całego konwejera. Układ opisany w pracach [35, 37] w porównaniu z układem [5] pozwala uzyskać mniejszą wartość rezystancji R_{ix} i wykazuje mniejszą wrażliwość na takie czynniki, jak temperatura, napięcia i prądy zasilania itd. W porównaniu z układem [20] charakteryzuje się on szerszym pasmem przenoszenia. Na rys.2.3 pokazano schemat blokowy tego konwejera (CCII+).

Różnica między układami pokazanymi na rys.2.2 i rys.2.3 polega na innym sposobie realizacji wtórnika napięciowego oraz na tym, że w pierwszym układzie prąd I_2 zmienia się przy zmianach prądu I_X , natomiast w drugim układzie prąd I_P jest stały, niezależny od I_X . Prowadzi to do różnicy w właściwościach szumowych obu układów. Zwróćmy uwagę, że dla $I_X = 0$ prądy I_1 i I_2 na rys.2.2 są sobie równe i mają sens fi-

zyczny prądów stałych, polaryzujących wtórnik, tzn. taki sam sens fizyczny jak prąd I_P na rys.2.3.



Rys.2.3. Schemat blokowy końwejera prądowego CCII+ o bardzo małej wartości rezystancji wejściowej zacisku X

Przy zmianach prądu I_X o ΔI_X , zmiany ΔI_1 i ΔI_2 mają przeciwne znaki i mniejsze wartości bezwzględne od ΔI_X . W szczególnym przypadku prądy I_1 , I_2 mogą się zmieniać o tę samą wartość bezwzględną, tzn.:

$$\Delta I_2 = -\Delta I_1 = \frac{\Delta I_X}{2} \quad (2.2)$$

Amplituda składowej zmiennej prądu wejściowego zwierciadeł prądowych jest wówczas dwukrotnie mniejsza od amplitudy prądu I_X . W układzie z rys.2.3 składowa zmienna prądu wejściowego zwierciadła ma taką samą amplitudę jak amplituda prądu I_X . Stosunek składowej zmiennej do składowej stałej prądu zwierciadła decyduje o poziomie jego zniekształceń nieliniowych. Przy tej samej wartości prądu polaryzującego $I_1 = I_2 = I_P$, ten sam poziom zniekształceń nieliniowych w przypadku rys.2.2 oznacza większą amplitudę prądu I_X niż w przypadku rys.2.3.

Przeanalizujmy teraz, jak prąd stały drenu tranzystora MOS wpływa na wartość stosunku sygnał/szum. Głównym źródłem szumów tranzystora MOS jest kanał [66, 113, 114, 115]. Szum powstający w kanale składa się z szumu termicznego i szumu migotania ($1/f$). Gęstość widmowa średniokwadratowego prądu szumów generowanych w kanale opisana jest wzorem:

$$(i_{szk})^2 = \frac{8}{3} k T g_m + K_m \frac{(I_D)^B}{f} \quad (2.3)$$

i wyrażana jest w A^2/Hz . We wzorze (2.3) k jest stałą Boltzmanna, T temperaturą bezwzględną, g_m transkonduktancją kanału, I_D prądem drenu, f częstotliwością, K_m współczynnikiem szumów migotania, natomiast B wykładnikiem szumów migotania (przyjmuje wartości bliskie jedności). Pierwszy składnik po prawej stronie równania

(2.3) reprezentuje szum termiczny (szum biały), a drugi szum migotania (szum typu $1/f$), powstający na styku obszarów Si-SiO₂.

Prześciowa charakterystyka statyczna tranzystora MOS jest opisywana przybliżoną zależnością kwadratową:

$$I_D = K_i(V_{GS} - V_T)^2 \quad (2.4)$$

gdzie I_D jest prądem drenu, V_{GS} napięciem bramka-źródło, V_T napięciem progowym, a K_i współczynnikiem.

Z równania (2.4) wynika, że transkonduktancja g_m zależy od prądu drenu w następujący sposób:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2\sqrt{K_i} \sqrt{I_D} \quad (2.5)$$

Uwzględniając zależność (2.5), średniokwadratowy prąd szumów tranzystora w pasmie częstotliwości od f_1 do f_2 można przedstawić w postaci:

$$(I_{szk})^2 = \int_{f_1}^{f_2} \frac{16}{3} kT \sqrt{K_i} \sqrt{I_D} df + \int_{f_1}^{f_2} K_m \frac{(I_D)^B}{f} df \quad (2.6)$$

co prowadzi do następującego wyrażenia na zastępczy prąd szumów tranzystora:

$$I_{szk} = \sqrt{(I_{szk})^2} = \sqrt{\frac{16}{3} kT \sqrt{K_i} \sqrt{I_D} (f_2 - f_1) + K_m (I_D)^B (\ln f_2 - \ln f_1)} \quad (2.7)$$

W zakresie większych częstotliwości szumy migotania odgrywają pomijalnie małą rolę i wówczas prąd szumów I_{szk} jest proporcjonalny do pierwiastka czwartego stopnia z prądu drenu. Wynika z tego, że szumy tranzystora wzrastają stosunkowo wolno w miarę zwiększania prądu drenu.

Poziom zniekształceń nieliniowych tranzystora MOS w danych warunkach pracy zależy od stosunku składowej zmiennej do składowej stałej prądu drenu. Przy ustalonym poziomie zniekształceń nieliniowych, wzrost prądu stałego drenu I_D pozwala zwiększyć amplitudę sygnału zmiennego w większym stopniu niż wzrasta prąd szumów I_{szk} (z powodu wzrostu I_D). Oznacza to, że zwiększając prąd stały drenu możemy uzyskać lepszy stosunek sygnał/szum przy tym samym poziomie zniekształceń nieliniowych. Tak więc prąd I_D powinien być duży.

W tym miejscu warto dokonać krótkiego porównania wpływu prądu I_D na stosunek sygnał/szum z wpływem prądu stałego kolektora w tranzystorze bipolarnym na ten stosunek. W zakresie szumu białego, prąd kolektora wpływa na poziom szumów śrutowych kolektora i poziom szumów śrutowych bazy. Gęstość widmowa wartości średniokwadratowej zarówno prądu szumów kolektora, jak i prądu szumów bazy jest liniowo zależna od składowej stałej prądu kolektora. Zastępcze prądy obu szumów śrutowych są natomiast proporcjonalne do pierwiastka kwadratowego ze składowej stałej prądu kolektora.

Tak więc w tranzystorze bipolarnym zwiększanie prądu polaryzującego prowadzi do szybszego wzrostu poziomu szumów niż w tranzystorze MOS. Wzrost ten jest jednak mimo wszystko wolniejszy niż związany z tym wzrost dopuszczalnej amplitudy prądu zmiennego kolektora. Z tego powodu małoszumiające, bipolarne wzmacniacze operacyjne (np. układ OP-27 firmy Analog Devices) są układami o zwiększonych prądach polaryzujących wejściową parę różnicową. Z przytoczonych rozważań wynika, że w układach CMOS zwiększanie prądów polaryzujących prowadzi do jeszcze wyraźniejszej poprawy stosunku sygnał/szum, niż ma to miejsce w układach bipolarnych.

Wróćmy jeszcze raz do układów z rys.2.2 i rys.2.3. Dla danego sygnału wejściowego I_X , ten sam poziom zniekształceń nieliniowych w przypadku schematu 2.2 uzyskuje się przy mniejszych prądach polaryzujących lustra prądowe, co oznacza mniejsze szумы. Tak więc stosunek sygnał/szum w układzie z rys.2.2 będzie większy niż w układzie z rys.2.3. Wniosek ten został potwierdzony przez przeprowadzone badania symulacyjne. Badania symulacyjne potwierdziły również, że stosunek sygnał/szum można poprawić, zwiększając wartości prądów polaryzujących tranzystory, co oznacza tranzystory o szerokich kanałach.

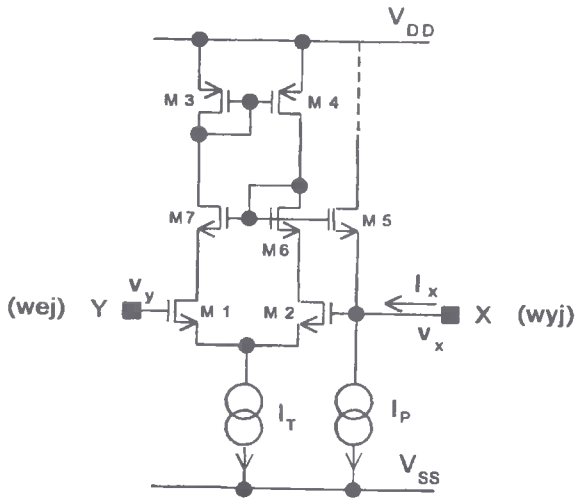
W rozdziale 2.3 pokazane są układy konwejerów prądowych, w których udało się połączyć zalety schematu z rys.2.3 (bardzo mała rezystancja zacisku X) z zaletami schematu z rys.2.2 (dobry stosunek sygnał/szum). Układy te są nowymi, nie publikowanymi dotąd rozwiązaniami, projektowanymi i optymalizowanymi pod kątem ich przydatności do realizacji generatorów drgań sinusoidalnych. Ich zasadniczym elementem jest wejściowy wtórnik napięciowy, zaproponowany w pracach [35, 37]. Wtórnik ten jest szczegółowo omawiany w podrozdziale 2.2.

2.2. Wtórnik napięciowy

Rezystancja R_{ix} na wejściu X konwejera prądowego powinna charakteryzować się bardzo małą wartością. Im mniejsza jest wartość rezystancji wejściowej R_{ix} , tym mniejsze mogą być wartości impedancji zewnętrznych, podłączonych do tego zacisku. Małe wartości impedancji oznaczają małe napięcia przy danych prądach, co jest wymagane przy pracy z małymi napięciami zasilania. Prądy stałe z kolei powinny być stosunkowo duże, by uzyskać dużą wartość stosunku sygnał/szum. Tak więc uzyskanie bardzo małej wartości rezystancji wyjściowej wtórnika napięciowego, będącego stopniem wejściowym konwejera, jest zadaniem bardzo ważnym.

Na rys.2.4 pokazano schemat wtórnika prezentowanego w pracach [35, 37]. Składa się on z pary różnicowej M1-M2, zwierciadła prądowego M3-M4, tranzystora M5 pracującego w klasie A w konfiguracji o wspólnej bramce i tranzystorów M6-M7, zapewniających jednakowe napięcia dren-źródło pary M1-M2 ($V_{DS1} = V_{DS2}$). Równość $V_{DS1} = V_{DS2}$ oznacza bardzo dobre tłumienie sygnałów wspólnych pary M1-M2, a więc małą wrażliwość na zmiany temperatury, napięć zasilających, prądu polaryzującego I_T oraz małą wrażliwość na zakłócenia zewnętrzne. Obecność tranzystora M7 między drenem tranzystora M1 a bramką tranzystora M3 zwiększa wartość wypadkowej rezystancji, włączonej w szereg z pojemnością bramka-dren tranzystora M1, co oznacza zmniejszenie pojemności wejściowej C_{ij} zacisku Y.

Największą zaletą wtórnika z rys.2.4 jest możliwość uzyskania bardzo małej wartości rezystancji wewnętrznej końcówki X (R_{ix}), przy szerokim pasmie przenoszenia układu.



Rys.2.4. Wtórnik napięciowy o bardzo małej wartości rezystancji wyjściowej

Końcówka X, będąc wyjściem wtórника jest jednocześnie wejściem prądowym konwejera i dlatego użyto indeksu i (*input*).

2.2.1. Analiza układu

Poziom rezystancji R_{i_x} można w przybliżeniu oszacować na podstawie elementarnej teorii sprzężenia zwrotnego. Z teorii tej wynika, że w przypadku sygnału zwrotnego proporcjonalnego do napięcia wyjściowego, ujemne sprzężenie zwrotne redukuje rezystancję wyjściową zgodnie ze wzorem:

$$R_{i_x} = \frac{R_{s_5}}{1 + T_o} \quad (2.8)$$

gdzie R_{s_5} jest rezystancją wyjściową układu przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego, a T_o transmitancją otwartej pętli.

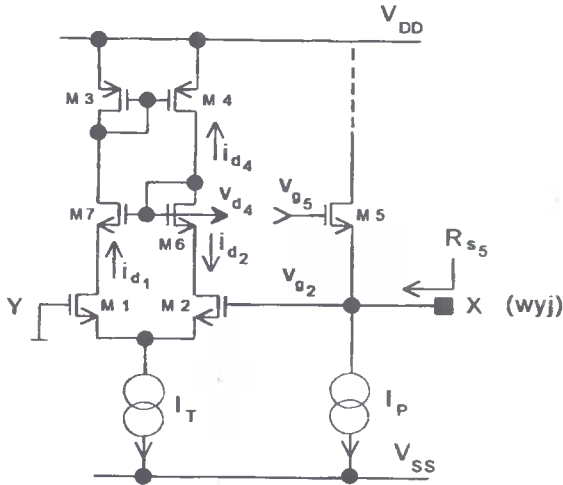
W celu określenia wartości zmiennych R_{s_5} , T_o dla układu z rys.2.4, rozpatrzmy schemat pokazany na rys.2.5.

Przy obliczaniu rezystancji wyjściowej bramkę tranzystora M1 należy podłączyć do masy, ponieważ na wejściu wtórника (zacisk Y) sterowanie jest napięciowe. Pętla sprzężenia zwrotnego została rozwarta przy bramce tranzystora M5. Rezystancja R_{s_5} jest równa rezystancji wejściowej tranzystora M5 w konfiguracji o wspólnej bramce, tj.:

$$R_{s_5} = \frac{1}{g_{m_5}} \quad (2.9)$$

gdzie g_{m_5} jest transkonduktancją tranzystora M5.

Transmitancję otwartej pętli T_o można określić jako stosunek zmiennego napięcia v_{d_4} (ze znakiem *minus*), które pojawi się na drenie tranzystora M4, do zmiennego na-



Rys.2.5. Schemat pomocniczy do obliczania rezystancji wyjściowej wtórnika w oparciu o elementarną teorię sprzężenia zwrotnego

pięcia v_{g5} , przyłożonego do bramki tranzystora M5. Zauważmy, że napięcie v_{g2} na bramce tranzystora M2 jest w przybliżeniu równe napięciu v_{g5} , ponieważ tranzystor M5, obciążony w źródle impedancją o dużej wartości, pracuje jak wtórnik napięciowy.

Zgodnie z oznaczeniami na rys.2.5, prąd zmienny drenu tranzystora M2 (równy co do wartości bezwzględnej prądowi zmiennemu drenu tranzystora M1) opisany jest wzorem:

$$i_{d2} = i_{d1} = g_{m2} \frac{v_{g2}}{2} \cong g_{m2} \frac{v_{g5}}{2} \quad (2.10)$$

Jeżeli zwierciadło prądowe M3-M4 ma wzmocnienie prądowe równe jedności, wówczas z węzła drenu tranzystora M4 odplywa prąd o wartości dwukrotnie większej niż i_{d2} , tzn. prąd równy sumie prądów i_{d2} oraz $i_{d4} \cong i_{d2}$. Wypadkowa przewodność związana z tym węzłem jest w przybliżeniu równa sumie przewodności dren-źródło tranzystorów M4 i M2 (transkonduktancje g_{m6} i g_{m1} mają wartości znacznie większe niż przewodność dren-źródło tranzystora M2 i mogą być w przybliżeniu pominięte). Uwzględniając (2.10), napięcie na drenie tranzystora M4 oraz transmitancję otwartej pętli można opisać wzorami:

$$v_{d4} \cong \frac{-g_{m2} v_{g5}}{g_{ds2} + g_{ds4}} \quad (2.11)$$

$$T_o = -\frac{v_{d4}}{v_{g5}} \cong \frac{g_{m2}}{g_{ds2} + g_{ds4}} \quad (2.12)$$

dotyczącymi niezbyt dużych częstotliwości (pominięto pojemności).

Przy dostatecznie silnym sprzężeniu zwrotnym ($T_o \gg 1$), jedynka w mianowniku wyrażenia (2.8) może być pominięta i wówczas otrzymuje się następujący, przybliżony wzór na rezystancję wyjściową wtórnika z rys.2.4:

$$R_{ix} \cong \frac{R_{s5}(g_{ds2} + g_{ds4})}{g_{m2}} = \frac{g_{ds2} + g_{ds4}}{g_{m2}g_{m5}} \quad (2.13)$$

Określmy teraz rezystancję R_{ix} nieco dokładniej. Oznaczmy przez N wzmocnienie prądowe zwierciadła M3-M4. Prądy drenu I_{D1} , I_{D2} tranzystorów M1, M2 są związane z prądem polaryzującym I_T oraz wzmocnieniem N w sposób następujący:

$$I_{D1} = I_T \frac{1}{1+N} \quad (2.14)$$

$$I_{D2} = I_T \frac{N}{1+N} \quad (2.15)$$

Uwzględniając efekt modulacji długości kanału (*channel length modulation*), kwadratowa, przejściowa charakterystyka statyczna tranzystora MOS przyjmuje postać:

$$I_D = K_i(V_{GS} - V_T)^2(1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.16)$$

Nowe zmienne w wyrażeniu (2.16), w porównaniu ze wzorem (2.4), to λ (współczynnik modulacji długości kanału) i V_{DS} (napięcie dren-źródło). Efekt modulacji długości kanału jest odpowiedzialny za różną od zera przewodność wyjściową tranzystora:

$$g_{ds} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = K_i(V_{GS} - V_T)^2 \lambda \cong \lambda I_D \quad (2.17)$$

Ostatnie przybliżenie we wzorze (2.17) wynika z faktu, że $\lambda V_{DS} \ll 1$.

Dla tranzystora z kanałem typu n (NMOS) zachodzą relacje $I_D > 0$ oraz $\lambda > 0$, natomiast dla tranzystora z kanałem typu p (PMOS) relacje $I_D < 0$ i $\lambda < 0$. Dla kanału typu n oznaczmy λ przez λ_n , a dla kanału typu p przez λ_p . Wykorzystując te oznaczenia oraz wzory (2.14)-(2.16) otrzymuje się następujące wyrażenia na napięcie bramka-źródło tranzystorów M1, M2:

$$V_{GS1} = V_T + \sqrt{\frac{I_{D1}}{K_i(1 + \lambda_n V_{DS1})}} = V_T + \sqrt{\frac{I_T}{K_i(1+N)(1 + \lambda_n V_{DS1})}} \quad (2.18)$$

$$V_{GS2} = V_T + \sqrt{\frac{I_{D2}}{K_i(1 + \lambda_n V_{DS2})}} = V_T + \sqrt{\frac{I_T N}{K_i(1+N)(1 + \lambda_n V_{DS2})}} \quad (2.19)$$

Napięcie różnicowe między końcówkami X i Y wtórnika jest równe różnicy napięć $V_{GS2} - V_{GS1}$, co prowadzi do wzoru:

$$V_X - V_Y = \sqrt{\frac{I_T}{K_i(1+N)(1+\lambda_n V_{DS_2})}} \left(\sqrt{N} - \sqrt{\frac{1+\lambda_n V_{DS_2}}{1+\lambda_n V_{DS_1}}} \right) \quad (2.20)$$

Oddziaływanie zwrotne zmian prądu I_X na napięcie wejściowe V_Y jest pomijalnie małe, $dV_Y/dI_X \cong 0$, a więc rezystancję wyjściową wtórnika R_{ix} można obliczyć różniczkując (2.20) ze względu na I_X , tzn.:

$$R_{ix} = \frac{dV_X}{dI_X} \cong \frac{d(V_X - V_Y)}{dI_X} \quad (2.21)$$

Zmiany prądu I_X powodują zmiany napięcia V_{GS_5} tranzystora M5 (odwrotnie proporcjonalne do jego transkonduktancji g_{m_5}), przy czym $dV_{GS_5}/dI_X < 0$. We wzorze (2.20) parametrami zależnymi od napięcia V_{GS_5} , a więc od prądu I_X , są: V_{DS_1} , V_{DS_2} oraz N . Dla zwierciadła prądowego M3-M4 mamy $V_{GS_4} = V_{GS_3} = V_{DS_3}$. Zakładając, że właściwości tranzystorów M3, M4 są identyczne, współczynnik N wzmocnienia prądowego tego zwierciadła wyraża się wzorem:

$$N = \frac{I_{D_2}}{I_{D_1}} = \frac{1 + \lambda_p V_{DS_4}}{1 + \lambda_p V_{GS_3}} \quad (2.22)$$

a wpływ zmian napięcia V_{GS_5} na N odbywa się przez zmiany V_{DS_4} . Zmiany napięcia V_{DS_4} są w przybliżeniu równe zmianom napięcia V_{GS_5} , ponieważ potencjał źródła tranzystora M5 zmienia się w sposób pomijalnie mały w porównaniu z napięciem V_{GS_5} , a dren tranzystora M4 jest połączony z bramką tranzystora M5. Wzór (2.22) prowadzi do:

$$\frac{dN}{dV_{DS_4}} = \frac{\lambda_p}{1 + \lambda_p V_{GS_3}} \cong \lambda_p \quad (2.23)$$

Prądy drenu tranzystorów M6, M7 są prawie stałe (równe $I_T/2$) co oznacza, że napięcia bramka-źródło tych tranzystorów są również stałe, a zmiany napięcia V_{GS_5} powodują w przybliżeniu takie same zmiany napięć V_{DS_1} i V_{DS_2} . W rezultacie można napisać:

$$\frac{dV_{DS_1}}{dI_X} \cong \frac{dV_{DS_2}}{dI_X} \cong \frac{dV_{DS_4}}{dI_X} \cong \frac{dV_{GS_5}}{dI_X} \quad (2.24)$$

Uwzględniając (2.21), (2.23) i (2.24), rezystancję wyjściową wtórnika można wyrazić wzorem:

$$\begin{aligned} R_{ix} &= \frac{\partial(V_X - V_Y)}{\partial N} \frac{dN}{dV_{DS_4}} \frac{dV_{DS_4}}{dI_X} + \frac{\partial(V_X - V_Y)}{\partial V_{DS_2}} \frac{dV_{DS_2}}{dI_X} + \frac{\partial(V_X - V_Y)}{V_{DS_1}} \frac{dV_{DS_1}}{dI_X} \\ &\cong \left[\frac{\partial(V_X - V_Y)}{\partial N} \lambda_p + \frac{\partial(V_X - V_Y)}{\partial V_{DS_2}} + \frac{\partial(V_X - V_Y)}{\partial V_{DS_1}} \right] \frac{dV_{GS_5}}{dI_X} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Funkcje opisujące pochodne ujęte w nawiasie kwadratowym otrzymuje się na podstawie zależności (2.20). Można łatwo sprawdzić, że pochodne po N i po V_{DS_2} mają te same znaki (ujemne), natomiast pochodna po V_{DS_1} jest dodatnia, co przyczynia się do zmniejszenia wartości bezwzględnej sumy składników w tym nawiasie. Z tego powodu omawiany wtórnik charakteryzuje się mniejszą wartością rezystancją R_{ix} niż podobny wtórnik przedstawiony w pracy [5], w którym nie ma tranzystora M7 i pochodna po V_{DS_1} jest równa zeru.

Z równania (2.25) widać ponadto, jak należy projektować wymiary geometryczne tranzystorów (stosunek szerokości W do długości L kanału), by uzyskać małą wartość rezystancji R_{ix} . Wartość bezwzględna pochodnej poza nawiasem kwadratowym jest mała, gdy tranzystor M5 ma dużą wartość stosunku W/L . Ze wzoru (2.20) widać, że pochodne cząstkowe w nawiasie kwadratowym w wyrażeniu (2.25) są odwrotnie proporcjonalne do współczynnika K_i , występującego w zależnościach (2.4) i (2.16). Duża wartość tego współczynnika prowadzi do małych wartości rezystancji R_{ix} . Tak więc stosunek W/L tranzystorów M1, M2 powinien być duży. Podane wnioski zgadzają się ze wzorem (2.13), wyprowadzonym na podstawie elementarnej teorii sprzężenia zwrotnego. Duża wartość stosunku W/L tranzystora M5 oznacza bowiem dużą wartość transkonduktancji g_{m5} , a duża wartość stosunku W/L tranzystorów M1, M2 oznacza dużą wartość transkonduktancji g_{m2} .

Przykładowo, dla $(W/L)_{M5} = 350$, $(W/L)_{M1} = (W/L)_{M2} = 100$, $I_T = 200 \mu A$, $I_P = 2.1 mA$, $\lambda_n = 0.02 [V^{-1}]$, $\lambda_p = 0.05 [V^{-1}]$ oraz $KP = 52 \times 10^{-6} [A/V^2]$, gdzie KP jest komponentem współczynnika K_i , tzn. $K_i = (KP/2)/(W/L)$, otrzymuje się:

$$g_{m5} = 2 \sqrt{K_i} \sqrt{I_P} = 2 \sqrt{\frac{KP}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_{M5}} \sqrt{I_P} = 8.74 \text{ mS} \quad (2.26)$$

$$g_{m2} = 2 \sqrt{\frac{KP}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_{M2}} \sqrt{\frac{I_T}{2}} = 1.02 \text{ mS} \quad (2.27)$$

$$g_{ds4} \cong \frac{I_T}{2} \lambda_p = 5 \mu S \quad (2.28)$$

$$g_{ds2} \cong \frac{I_T}{2} \lambda_n = 2 \mu S \quad (2.29)$$

Podstawienie tych wartości do wzoru (2.13) daje $R_{ix} \cong 0.79 \Omega$. Wyniki badań symulacyjnych są omawiane w dalszej części tego rozdziału. W tym miejscu warto podać, że w oparciu o dokładne modele tranzystora (LEVEL = 2), symulacja za pomocą programu SPICE daje wartość $R_{ix} \cong 0.95 \Omega$.

Uzyskana, bardzo mała wartość rezystancji wyjściowej wtórника z rys.2.4 jest wynikiem działania lokalnej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. W przypadku układów ze sprzężeniem zwrotnym istnieje generalnie niebezpieczeństwo utraty stabilności. Wynika to z faktu, że transmitancja opisująca otwartą pętlę sprzężenia zwrotnego jest zawsze funkcją wielobiegunową, ponieważ wszędzie występują pojemności pasożytnicze. Wielobiegunowy charakter tej transmitancji sprawia, że zawsze istnieje taka częstotliwość, przy której faza osiąga wartość 180° i wówczas ujemne sprzężenie zwrotne staje się dodatnim. Układ utraci stabilność wtedy, gdy dla częstotliwości, dla której faza

transmitancji otwartej pętli jest równa 180° , jej moduł jest większy lub równy jedności (kryterium stabilności Nyquista), co w skali logarytmicznej odpowiada wartości amplitudy większej lub równej zero dB (kryterium stabilności Bodego). Oba kryteria wynikają z analizy liniowej. Zjawiska nieliniowe mogą powodować utratę stabilności w przypadkach, gdy liniowe warunki stabilności nie zostaną spełnione z odpowiednim marginesem bezpieczeństwa. Może również wystąpić sytuacja odwrotna, gdy układ nie spełnia liniowych kryteriów stabilności, a praca w warunkach nieliniowych tę stabilność zapewnia [102].

Z wyprowadzonej zależności (2.12) na wzmocnienie otwartej pętli wynika, że jest to praktycznie wzmocnienie jednego stopnia, którego wyjściem jest węzeł drenu tranzystora M4, w przybliżeniu zwarty (przez "diodę" M6) z węzłem drenu tranzystora M2. Uwzględniając pojemności związane z tym węzłem (pojemność wejściowa tranzystora M5 oraz pojemności wyjściowe tranzystorów M4 i M2), wzór na transmitancję otwartej pętli przyjmuje postać funkcji z jednym biegunem dominującym o pulsacji:

$$\omega_1 \cong \frac{g_{ds_2} + g_{ds_4}}{C_w} \quad (2.30)$$

gdzie C_w jest sumą pojemności wejściowej tranzystora M5, wyjściowej tranzystora M4 i wyjściowej tranzystora M2.

Istnienie jednego bieguna dominującego nie gwarantuje jeszcze stabilności układu. Istotna jest relacja między wzmocnieniem otwartej pętli (asymptota niskoczęstotliwościowa transmitancji T_o) a pulsacjami kolejnych biegunów transmitancji T_o . Chodzi o to (kryterium Bodego), by spadek modułu transmitancji otwartej pętli do poziomu 0 dB wystąpił przy częstotliwości, przy której faza tej transmitancji nie osiągnie jeszcze wartości 180° . Dla podanego przykładu, podstawienie wartości (2.27)–(2.29) do wzoru (2.12) daje $T_o \cong 147V/V$. W celu osiągnięcia stabilnej pracy wtórnika, zależy zapewnić odpowiednio dużą różnicę między częstotliwością bieguna dominującego a częstotliwością następnego bieguna. W naszym przypadku układ spełnia liniowe kryteria stabilności, gdy stosunek częstotliwości (pulsacji) następnego bieguna transmitancji T_o do częstotliwości (pulsacji) bieguna dominującego jest większy niż 147. Pulsacja bieguna dominującego jest dana wzorem (2.30). Pozostałe bieguny transmitancji T_o są związane z obecnością wtórnika źródłowego, opartego na tranzystorze M5, oraz stopnia wzmacniającego, opartego na tranzystorze M1. Tranzystor M1 pracuje w konfiguracji o wspólnej bramce i jest obciążony małą rezystancją, którą oznaczmy przez R_{L_1} . W przypadku wtórnika wzmocnienie napięciowe jest równe jedności, a w przypadku stopnia na tranzystorze M1 opisane jest iloczynem $g_{m_1}R_{L_1}$ i również przyjmuje małe wartości.

Spełnienie podanego wcześniej warunku stabilności jest możliwe przez odpowiedni dobór wymiarów geometrycznych tranzystorów i prądów polaryzujących. Zwróćmy uwagę, że zwiększając wartość stosunku W/L tranzystora M5, co jest pożądane ze względu na małą rezystancję wyjściową, zwiększamy pojemność C_w i przez to zmniejszamy pulsację bieguna dominującego (2.30). W ten sposób odległość na osi częstotliwości między biegunem dominującym a biegunem następnym wzrasta, podczas gdy wzmocnienie otwartej pętli nie ulega zmianie. Zauważmy ponadto (wzory (2.27)–(2.29)), że przewodności wyjściowe g_{ds_2} , g_{ds_4} są liniowo zależne od prądu polaryzującego I_T , a transkonduktancja g_{m_2} jest proporcjonalna do pierwiastka kwadratowego z tego prądu. Tak więc pulsacja bieguna (2.30) rośnie liniowo ze wzrostem prądu I_T , a wzmocnienie (2.12) maleje, ale wolniej (jest odwrotnie proporcjonalne do $\sqrt{I_T}$). Oznacza to,

że dla większych wartości prądu I_T uzyskuje się większe pole wzmocnienia pętli, co stwarza większe zagrożenie utraty stabilności, ale pozwala z lepszym skutkiem pogodzić wymagania dotyczące małej rezystancji wyjściowej i szerokiego pasma częstotliwości, w którym rezystancja wyjściowa pozostaje mała.

Z przytoczonych rozważań wynika, że wtórnik z rys. 2.4 można tak zaprojektować, by charakteryzował się bardzo małą wartością rezystancji wyjściowej i pracował stabilnie, mimo braku dodatkowej, dużej pojemności wprowadzonej specjalnie, w celu kreowania bieguna dominującego o pulsacji mniejszej niż pulsacja dana wzorem (2.30). Konieczność stosowania dodatkowego kondensatora w układach publikowanych w pracach [16-19] wynika z faktu, że występująca w tych układach pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego zawiera dwa stopnie o dużym wzmocnieniu napięciowym, a więc dwa bieguny o częstotliwościach nie różniących się na tyle od siebie, by jeden z nich pełnił funkcję bieguna dominującego.

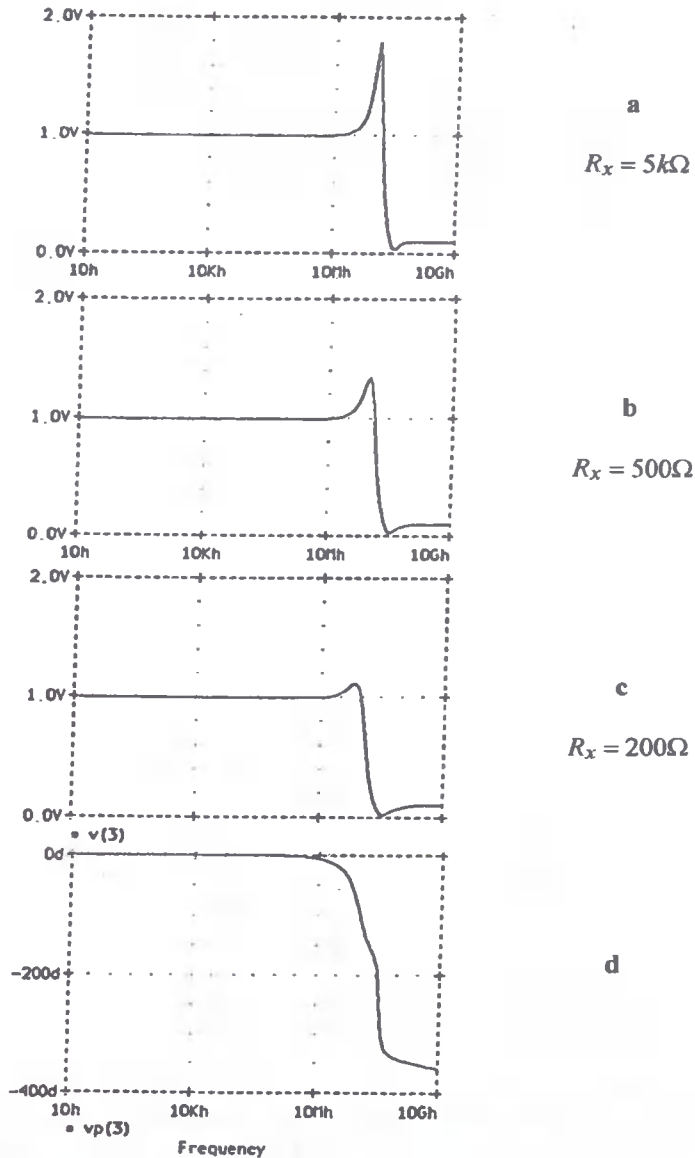
2.2.2. Symulacja komputerowa

Zasadniczą sprawą w badaniach symulacyjnych są modele elementów, z których badany układ jest zbudowany. W niniejszej pracy wykorzystano modele Meyer'a (LEVEL = 2, PSPICE), weryfikowane eksperymentalnie w ramach pracy doktorskiej [84], realizowanej w *Texas A&M University*. Są to 30-parametrowe modele technologiczne, opracowane dla operacyjnych wzmacniaczy transkonduktancyjnych (OTA), realizowanych w technologii $2\mu\text{m}$ z bramkami polikrystalicznymi i podwójną metalizacją. W przypadku układów badanych w niniejszej pracy należy być świadomym, że dokładność uzyskanych wyników symulacji jest mniejsza niż w pracy [84] z dwóch powodów. Po pierwsze, wprowadzone, dokładne dane o wartościach parametrów modeli tranzystorów dotyczą konkretnych warunków technologicznych, panujących w *Texas A&M University*. Oznacza to, że w przypadku realizacji zaprojektowanych układów w innym miejscu, gdzie panują inne warunki technologiczne, różnice między wynikami pomiarów i wynikami symulacji będą większe. Po drugie, nie uwzględniono efektów, które wynikają z projektu technologicznego (*layout*), tzn. korekty niektórych wymiarów geometrycznych i wpływu niektórych zjawisk pasożytniczych. Tym niemniej, uzyskane wyniki dają dobry jakościowy i pewien ilościowy obraz możliwości i właściwości układów badanych w niniejszej rozprawie. Szczegółowe informacje nt. użytych modeli tranzystorów są podane w dodatku, zamieszczonym na końcu pracy.

Wtórnik zaprojektowano tak, by prąd polaryzujący parę różnicową M1-M2 wynosił $I_T = 200\mu\text{A}$, a prąd polaryzujący tranzystor M5 wynosił $I_P = 2.1\text{mA}$, dla napięć zasilających $V_{DD} = 3.3\text{V}$ i $V_{SS} = -3.3\text{V}$. Wymiary geometryczne tranzystorów (stosunek szerokości do długości kanału) są następujące: $(W/L)_{M5} = 350$, $(W/L)_{M1} = (W/L)_{M2} = 100$, $(W/L)_{M3} = 260$, $(W/L)_{M4} = 240$, $(W/L)_{M6} = (W/L)_{M7} = 100$. Tranzystory M8-M10 oraz źródło prądowe $I_B = 500\mu\text{A}$ służą do realizacji źródeł I_T i I_P . Najważniejsze wyniki przeprowadzonych symulacji zilustrowano na rys.2.6-2.11.

Rys.2.6 przedstawia odpowiedź napięciową wtórника na pobudzenie wejścia napięciem sinusoidalnie zmiennym o amplitudzie 1V . Tak więc krzywe z rys.2.6 są jednocześnie charakterystykami bezwymiarowej, napięciowej funkcji przenoszenia wtórника (transmitancja z zacisku Y do X), a wartości 1V na osi pionowej odpowiada wzmocnienie $1 [V/V]$. Przedstawiono wyniki dla trzech, różnych wartości rezystancji obciążenia R_X . Wykres a jest charakterystyką amplitudową dla $R_X = 5\text{k}\Omega$, wykres b charakte-

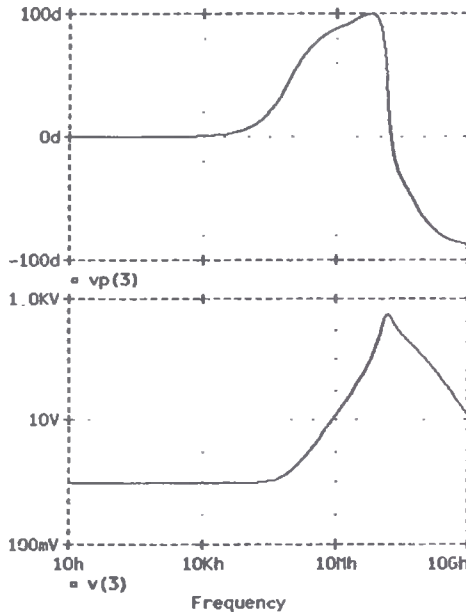
rystyką amplitudową dla $R_x = 500\Omega$, wykres c charakterystyką amplitudową dla $R_x = 200\Omega$, a wykres d charakterystyką fazową, która jest prawie identyczna dla wszystkich trzech przypadków. Zwróćmy uwagę, że najbardziej pożądanym kształtem ma charakterystyka c (najmniejsze *podbicie* w okolicy częstotliwości granicznej), uzyskana dla najmniejszej wartości rezystancji obciążenia $R_x = 200\Omega$.



Rys.2.6. Transmitancja napięciowa wórnika z rys.2.4. Wykresy a, b i c są charakterystykami amplitudowymi dla różnych wartości R_x , a wykres d jest charakterystyką fazową

W konwejerze prądowym, w którym omawiany wtórnik jest stopniem wejściowym, zacisk X jest wejściem prądowym i musi być spełniona relacja $R_x \gg R_{i_x}$. Tak więc wartość rezystancji wejściowej R_{i_x} zacisku X musi być szczególnie mała, by rezystancja R_x mogła przyjmować relatywnie małe wartości. Z charakterystyk z rys.2.6 wynika, że pasmo przenoszenia wtórnika jest w przybliżeniu równe $f_{3dB} \cong 114MHz$, a wzmocnienie napięciowe równe $A_V = 0.992[V/V]$.

Na rys.2.7 przedstawiona jest charakterystyka amplitudowa (przebieg górny i fazowa (przebieg dolny) impedancji wyjściowej wtórnika. Pokazane przebiegi są odpowiedzią napięciową na wyjściu (zacisk X) na pobudzenie wyjścia prądem sinusoidalnym o amplitudzie $1A$. W ten sposób wartości $1V$ na osi pionowej odpowiada impedancja 1Ω . Fakt, że amplituda prądu wymuszającego wynosi aż $1A$ (fizycznie nierealizowalna w tym układzie) nie ma wpływu na poprawność symulacji liniowej, którą jest analiza AC. Również inne, prowadzone w tej pracy symulacje dotyczące transmitancji, impedancji i admitancji są odpowiedziami (napięciowymi lub prądowymi) na pobudzenie odpowiednich zacisków jednostkowym napięciem lub jednostkowym prądem AC.

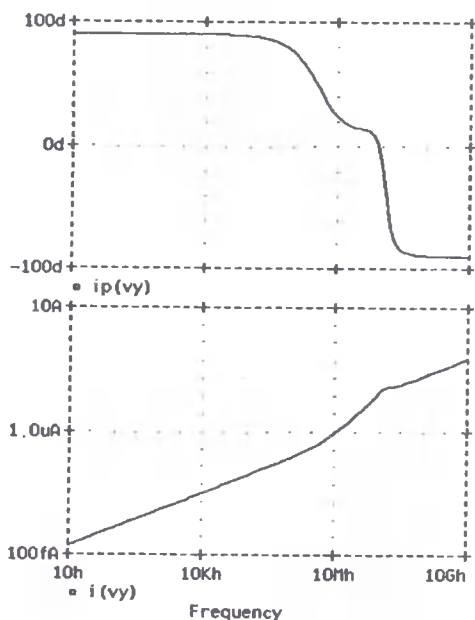


Rys.2.7. Impedancja wyjściowa wtórnika: charakterystyka fazowa (wykres górny) i charakterystyka amplitudowa (wykres dolny)

Z charakterystyk pokazanych na rys.2.7 wynika, że impedancję wyjściową wtórnika można zamodelować (w zakresie częstotliwości do około $300MHz$) jako szeregowe połączenie rezystancji $R_{i_x} \cong 0.95\Omega$ i indukcyjności $L_{i_x} \cong 190nH$. Pokazane przebiegi otrzymano dla zacisku wejściowego Y zwartego do masy. Jak widać, badania symulacyjne potwierdziły możliwość uzyskania bardzo małej wartości rezystancji R_{i_x} .

Na rys.2.8 pokazano charakterystykę amplitudową (niżej) i fazową (wyżej) admittancji wejściowej wtórnika. Zgodnie z oczekiwaniami admittancja ta ma charakter po-

jemnościowy (w przedziale częstotliwości do kilkudziesięciu MHz). Pojemność wejściowa wynosi $C_{ij} \cong 5 \times 10^{-15} F$, tzn. jest mała, mimo stosunkowo dużej szerokości kanału tranzystora M1 ($W=200\mu m$).

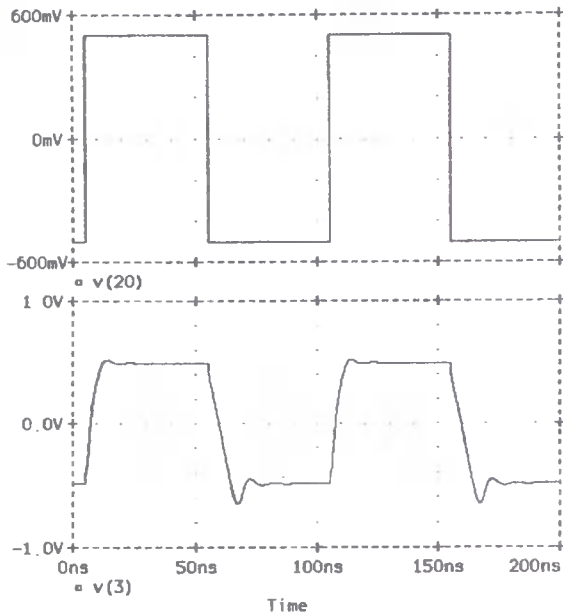


Rys.2.8. Admitancja wejściowa wtórnika: charakterystyka fazowa (wykres górny) i charakterystyka amplitudowa (wykres dolny)

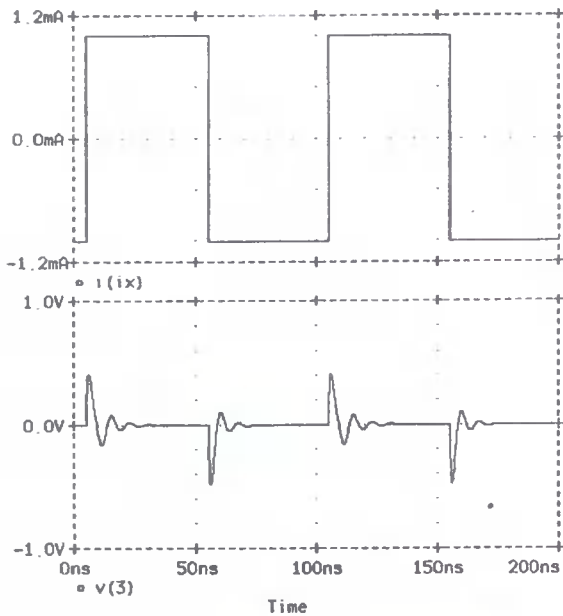
Jako test stabilności przeprowadzono symulację odpowiedzi układu na pobudzenie przebiegiem prostokątnym o dużej amplitudzie i stromych zboczach. Niestabilność układu objawia się zwykle w postaci pasożytniczych oscylacji, które nakładają się np. na użyteczny sygnał harmoniczny. Czasami jednak oscylacje pasożytnicze wzbudzają się dopiero pod wpływem silnego zakłócenia. W takim przypadku badania symulacyjne z sinusoidalnym sygnałem pobudzającym mogą tego nie wykryć. Tego typu niestabilność zostanie natomiast wykryta, w przypadku pobudzenia sygnałem prostokątnym o dużej amplitudzie (praca w warunkach nieliniowych) i stromych zboczach (bardzo szerokie widmo). Wyniki przeprowadzonego testu stabilności przedstawiono na rysunkach 2.9 i 2.10.

Przebieg górny na rys.2.9 jest sygnałem napięciowym przyłożonym do wejścia Y, a przebieg dolny sygnałem napięciowym na wyjściu X obciążonym rezystancją $R_x = 500\Omega$. Jak widać, przy skokowych zmianach sygnału wejściowego powstają małe, szybko gasnące oscylacje.

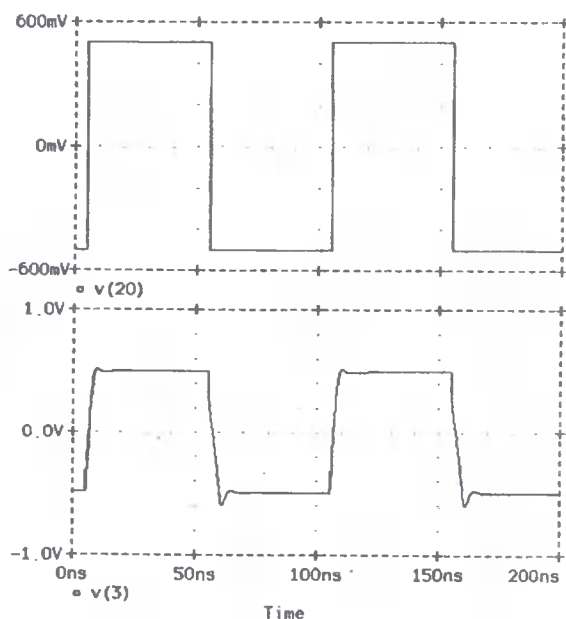
Przebieg górny na rys.2.10 jest sygnałem prądowym, doprowadzonym do wyjścia wtórnika (zacisk X). Przebieg dolny na rysunku przedstawia napięcie na wyjściu X, będące odpowiedzią na pokazane wymuszenie prądowe. Wejście Y wtórnika jest zwarte do masy. Również ten test wykazał, że powstające drgania mają charakter oscylacji gasnących. Tak więc zaprojektowany wtórnik jest układem stabilnym.



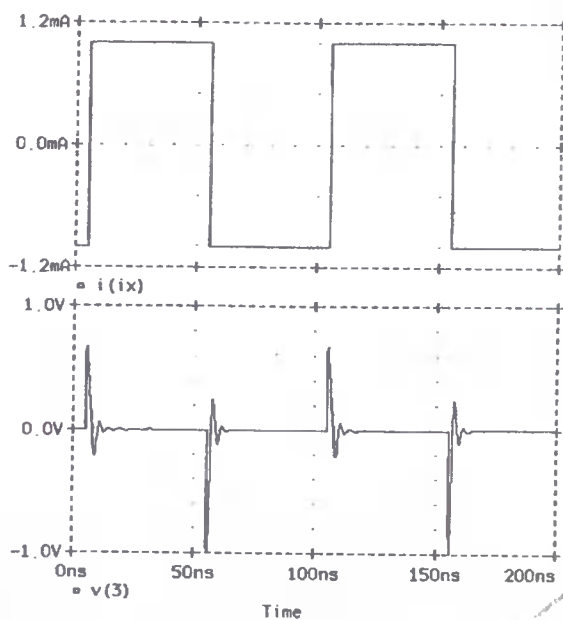
Rys.2.9. Odpowiedź wtórnika na pobudzenie napięciem prostokątnym: napięcie wejściowe (przebieg górny), napięcie wyjściowe (przebieg dolny)



Rys.2.10. Oscylacje napięcia na wyjściu (przebieg dolny) spowodowane prostokątnym wymuszeniem prądowym podanym na wyjście (przebieg górny)



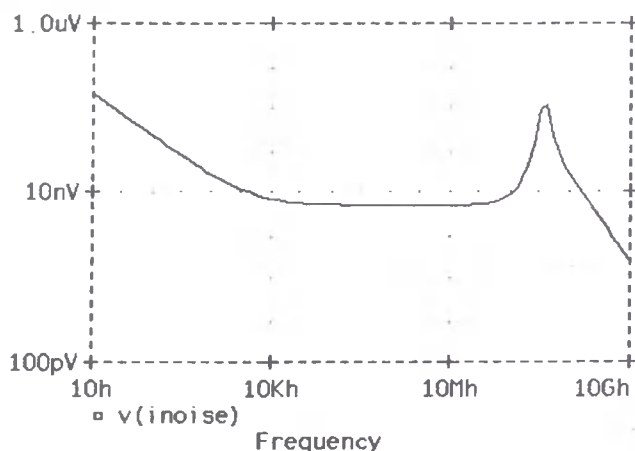
Rys.2.11. Odpowiedź wtórnika (przebieg dolny) na pobudzenie napięciem prostokątnym (przebieg górny) dla zmienionych modeli tranzystorów



Rys.2.12. Napięcia na wyjściu (przebieg dolny) jako odpowiedź na wymuszenie prądowe na wyjściu (przebieg górny) dla zmienionych modeli tranzystorów

Stabilność wtórnika uzyskano przez odpowiednie jego zaprojektowanie. Jak wiadomo, zmniejszanie wzmocnienia otwartej pętli sprzężenia zwrotnego, przy stałych częstotliwościach biegunów transmitancji otwartej pętli, zwiększa margines bezpieczeństwa, jeśli chodzi o stabilność. Mniejsze wzmocnienie otwartej pętli oznacza jednak większe wartości rezystancji R_{ix} . Z tego powodu nie jest celowe uzyskanie zbyt dużego marginesu bezpieczeństwa. Otrzymane, gasnące oscylacje świadczą o tym, że margines ten nie jest duży. W celu sprawdzenia, jaki jest wpływ modeli tranzystorów na wyniki testów stabilności, przeprowadzono badania z modelami zmienionymi w ten sposób, że pominięto pojemności występujące między obszarami drenu i źródła a podłożem. Na rysunkach 2.11 i 2.12 przedstawiono wyniki testu stabilności dla tak zmienionych modeli. Są to odpowiedzi na identyczne przebiegi pobudzające jak na rysunkach 2.9 i 2.10. Jak widać, występujące oscylacje mają również charakter oscylacji gasnących, co oznacza stabilność układu. Oscylacje te mają jednak inne parametry, tzn. inną amplitudę, częstotliwość oraz inny czas tłumienia. Można z tego wyciągnąć wniosek, że symulacja komputerowa potwierdziła przewidywania teoretyczne, że przez odpowiednie zaprojektowanie układu można osiągnąć jego stabilność. Trzeba być jednak świadomym, że wyniki ilościowe mogą być obarczone pewnym błędem.

Właściwości szumowe wtórnika są zilustrowane na rys.2.13. Pokazany wykres przedstawia gęstość widmową zastępczego, wejściowego napięcia szumów dla rezystancji obciążającej $R_x = 500\Omega$. Jak widać, częstotliwość przebiegu szumów jest rzędu kilkudziesięciu kHz, a poziom szumu białego wynosi około $6.8nV/\sqrt{Hz}$, co jest wartością stosunkowo małą.



Rys.2.13. Gęstość widmowa wejściowego napięcia szumów wtórnika dla $R_x = 500\Omega$

Zaprojektowany wtórnik pracuje poprawnie przy zmianach napięcia wejściowego w przedziale od $-1.9V$ do $1.7V$. Wejściowe napięcie niezrównoważenia jest małe i wynosi $-0.29mV$. Prąd wyjściowy wtórnika może się zmieniać w przedziale od $-1.9mA$ do $6mA$. Pobór mocy przy prądzie wyjściowym równym zero wynosi $P \cong 19mW$.

Najważniejsze wyniki przeprowadzonych badań symulacyjnych zostały zebrane w tabeli 1.

Tabela 1

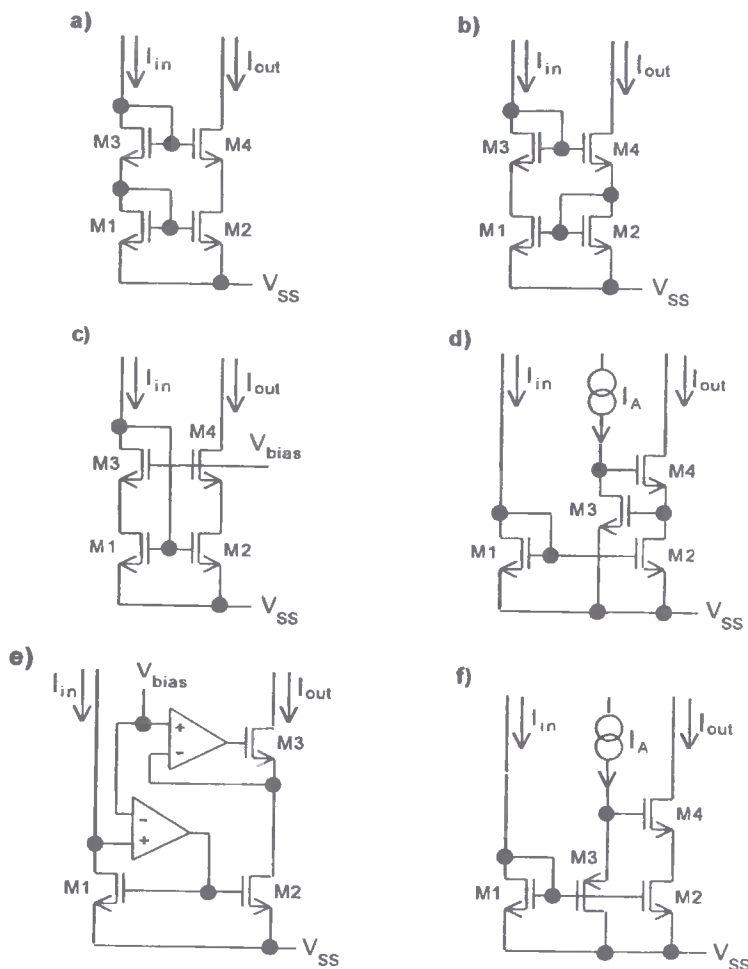
Podstawowe parametry wtórnika napięciowego z rys.2.4

wzmocnienie napięciowe A_v	0.992 [V/V]
3dB pasmo przenoszenia	114MHz
offset	-0.29mV
pojemność wejściowa C_{iy}	0.005pF
rezystancja wyjściowa R_{ix}	0.95 Ω
indukcyjność wyjściowa L_{ix}	190nH
wejściowe napięcie szumów	6.9nV/(Hz) ^{1/2}
zakres zmian napięcia wejściowego	od -1.9V do 1.7V
zakres zmian prądu wyjściowego	od -1.9mA do 6mA
pobór mocy dla $I_x = 0$	19mW

2.3. Konwejer prądowy

Konwejer prądowy zbudowany jest, oprócz wejściowego wtórnika napięciowego, ze zwierciadeł (wzmacniaczy) prądowych, które przenoszą prąd z wejścia X na wyjście Z. Konwejery wykorzystywane są z reguły jako układy bez pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Z tego powodu ważnym parametrem konwejera jest liniowość jego transmitancji prądowej (α). Liniowość ta zależy przede wszystkim od właściwości użytych zwierciadeł prądowych. W warunkach pracy z małymi napięciami zasilania, uzyskanie dobrej liniowości jest utrudnione. Tematyce zwierciadeł prądowych poświęca się w literaturze sporo miejsca [11, 18, 23, 24, 26, 27, 28]. Najprostszym zwierciadłem prądowym CMOS (o nie najlepszych właściwościach) jest układ zbudowany z dwóch tranzystorów pracujących w konfiguracji o wspólnym źródle. Tranzystor wejściowy pracuje w połączeniu diodowym (dren zwarty z bramką) i jest podłączony równolegle do zacisków bramka-źródło drugiego tranzystora. Wejściem zwierciadła jest wspólny zacisk obu bramek i drenu pierwszego tranzystora, a wyjściem zacisk drenu drugiego tranzystora. W celu poprawy parametrów takiego zwierciadła, rozbudowuje się je dodając kolejne tranzystory. Takie rozbudowane zwierciadła nazywane są układami kaskody. Najważniejsze typy kaskod realizowanych w technologii CMOS pokazano na rys.2.14.

Każdy z pokazanych na rys.2.14 układów charakteryzuje się większą wartością rezystancji wyjściowej niż wartość rezystancji dren-źródło (r_{ds}) pojedynczego tranzystora pracującego w zakresie pentodowym (nasycenia). Uzyskana, duża wartość rezystancji wyjściowej (rzędu $10^6\Omega$ lub więcej) jest efektem działania pętli lokalnego, ujemnego sprzężenia zwrotnego. Dla układów oznaczonych literami a i b potrzebne jest duże napięcie stałe na wejściu, by zapewnić odpowiednią polaryzację tranzystorów M1, M3. Z tego powodu układy te nie mogą być wykorzystane do realizacji konwejera zasilanego małymi napięciami ($\pm 3.3V$).



Rys.2.14. Najważniejsze typy złożonych zwierciadeł prądowych CMOS

Napięcie stałe na wejściu pozostałych czterech zwierciadeł z rys.2.14 (c - f) jest znacznie mniejsze, równe napięciu bramka-źródło jednego tranzystora. W przypadku układu c, dopuszczalny zakres zmian prądu wejściowego I_{in} jest ograniczony do stosunkowo wąskiego przedziału z powodu małych napięć dren-źródło tranzystorów M1-M3. Wzrost prądu I_{in} prowadzi szybko do wyjścia tranzystora M1 z pentodowego obszaru pracy (rośnie potencjał bramki M1 i maleje potencjał drenu M1). Zmniejszanie prądu I_{in} powoduje natomiast szybkie wyjście tranzystora M3 z tego obszaru (obniża się potencjał drenu M3, a podnosi potencjał źródła M3). Wady tej pozbawione są rozwiązania d, e i f.

Układ d nosi nazwę regulowanej kaskody i został zaproponowany w pracy [23]. Tranzystor M3, pracując ze stałym prądem drenu $I_{D3} = I_A$, utrzymuje napięcie dren-źródło tranzystora M2 na stałym poziomie, niezależnie od wartości prądu wejściowego I_{in} . Napięcie dren-źródło tranzystora M1, równe napięciu bramka-źródło tego tranzystora, zmienia się przy zmianach I_{in} . Tak więc stosunek I_{out} do I_{in} (transmitan-

cja prądowa) będzie również zmieniał się przy zmianach I_{in} (efekt modulacji długości kanału tranzystora M1). Zależność transmitancji prądowej zwierciadła z rys.2.14d od prądu wejściowego I_{in} oznacza, że układ nie pracuje liniowo, tzn. zniekształca przenoszony sygnał prądowy.

Bardzo dobrą liniowość transmitancji prądowej można uzyskać w przypadku kaskody pokazanej na rys.2.14e, nazywanej regulowaną aktywną kaskodą [28]. Przy dużych wzmocnieniach obu wzmacniaczy, potencjały drenu tranzystorów M1 i M2 są utrzymywane na poziomie napięcia zewnętrznego V_{bias} i nie zmieniają się w wyniku zmian prądu I_{in} . Tak więc nie występuje tu efekt modulacji długości kanału, a prądowa funkcja przenoszenia układu nie zależy od I_{in} . Wadą tego rozwiązania jest jego złożoność.

Dobrą liniowość charakterystyki przejściowej można także uzyskać w znacznie prostszym układzie o schemacie pokazanym na rys.2.14f, zaproponowanym w pracy [24]. Tranzystor M3, polaryzowany przez prąd stały I_A , zapewnia stałe napięcie między połączonymi bramkami tranzystorów M1, M2 a bramką tranzystora M4. Związane ze zmianami prądu I_{in} zmiany potencjału bramki tranzystora M1 przenoszą się na bramkę tranzystora M4. Zmiany napięcia bramka-źródło tranzystora M4 mogą być małe w porównaniu ze zmianami napięcia bramka-źródło tranzystora M1. Jest tak wtedy, gdy stosunek W/L tranzystora M4 jest dużo większy niż stosunek W/L tranzystora M2. Potencjał drenu tranzystora M2 zmienia się wówczas tak, jak zmienia się potencjał drenu tranzystora M1, a efekt modulacji długości kanału oddziałują podobnie na prądy drenu obu tranzystorów. W rezultacie zmiany prądów I_{in} i I_{out} są prawie identyczne, co oznacza dobrą liniowość transmitancji prądowej tego zwierciadła.

Podsumowując można stwierdzić, że spośród rozwiązań pokazanych na rys.2.14, układ f plasuje się na drugim miejscu (za układem e) pod względem uzyskiwanych parametrów, ale jest od układu e znacznie prostszy. Z tego powodu przedstawione w dalszej części pracy układy konwejerów prądowych bazują na zwierciadłach prądowych o schemacie pokazanym na rys.2.14f.

2.3.1. Konwejer o wzmocnieniu stałym

Schemat blokowy przyjętego rozwiązania konwejera prądowego typu odwracającego (CCII-) pokazano na rys.2.15. W porównaniu z konwejerem publikowanym w pracach [35, 37] jest to rozwiązanie umożliwiające uzyskanie lepszego stosunku sygnał/szum przy tym samym poziomie zniekształceń nieliniowych.

Stopniem wejściowym konwejera jest wtórnik napięciowy z rys.2.3, prezentowany w podrozdziale 2.2. Jego największą zaletą jest możliwość uzyskania bardzo małej wartości impedancji wejściowej zacisku X i szerokiego pasma przenoszonych częstotliwości. Oba wyjścia zwierciadła tłumiącego (o wzmocnieniu $A_i = 0.5$) oraz pozostałe dwa zwierciadła prądowe (o wzmocnieniu α) pracują ze zredukowanym do połowy prądem polaryzującym ($0.5I_p$). W rezultacie obniża się poziom szumów i zwiększa stosunek sygnał/szum na wyjściu konwejera. Pokazane rozwiązanie konwejera łączy w sobie zalety układów z rys.2.2 (dobre właściwości szumowe) i rys.2.3 (bardzo mała wartość rezystancji wejściowej zacisku X). Zastosowanie na wyjściu zwierciadeł typu kaskoda z rys.2.14f umożliwi (przy właściwym zaprojektowaniu układu) uzyskanie małych zniekształceń nieliniowych przenoszonego prądu. Zwierciadła te umożliwiają ponadto uzyskanie dużej wartości impedancji wyjściowej konwejera (zacisk Z).

sygnał $0.5(I_P + I_X)$, tzn. realizuje operację odejmowania prądów w węźle W, gdzie trzecim doprowadzonym sygnałem jest prąd stały I_P . Dwa zwierciadła prądowe na wyjściu konwejera zbudowane są odpowiednio z tranzystorów M27-M30 (zwierciadło u góry) i M26, M19, M14, M15 (zwierciadło u dołu). Są to również układy typu kaskoda z rys.2.14f. Wartość współczynnika wzmocnienia prądowego konwejera α zależy od stosunku W/L tranzystorów M29, M27 oraz tranzystorów M14, M26. Dla $(W/L)_{M29} = (W/L)_{M27}$ oraz $(W/L)_{M14} = (W/L)_{M26}$, współczynnik α jest w przybliżeniu równy jedności. Dla $(W/L)_{M29} > (W/L)_{M27}$ i $(W/L)_{M14} > (W/L)_{M26}$ otrzymuje się $\alpha > 1$. Tranzystory M9, M10, M11, M12, M13 pełnią funkcję źródeł prądowych polaryzujących odpowiednio: parę różnicową M1-M2, tranzystor M5, parę różnicową M24-M25, tranzystor M17 i tranzystor M28. Tranzystor M21 pełni funkcję źródła prądowego polaryzującego tranzystor M19. Źródła te są sterowane zewnętrznym prądem I_B z wykorzystaniem połączonych diodowo tranzystorów M8 i M20 jako przetworników prąd-napięcie.

Konwejer odwracający pokazany na rys.2.16 został poddany szczegółowym testom symulacyjnym. Wyniki badań wtórnika napięciowego podano w poprzednim podrozdziale. Badania te dotyczą układu, gdzie dren tranzystora M5 jest dołączony bezpośrednio do źródła napięcia zasilania V_{DD} . W przypadku konwejera z rys.2.16, dren tranzystora M5 jest dołączony do bramki i drenu tranzystora M16. Z tego powodu zmniejszony został prąd polaryzujący tranzystor M5 do wartości $I_P = 1.4mA$. Wymiary geometryczne tranzystorów są następujące: $(W/L)_{M1} = 100$, $(W/L)_{M2} = 100$, $(W/L)_{M3} = 260$, $(W/L)_{M4} = 240$, $(W/L)_{M5} = 350$, $(W/L)_{M6} = 50$, $(W/L)_{M7} = 50$, $(W/L)_{M8} = 20$, $(W/L)_{M9} = 8$, $(W/L)_{M10} = 56$, $(W/L)_{M11} = 56$, $(W/L)_{M12} = 2$, $(W/L)_{M13} = 4$, $(W/L)_{M14} = 90$, $(W/L)_{M15} = 160$, $(W/L)_{M16} = 220$, $(W/L)_{M17} = 100$, $(W/L)_{M18} = 100$, $(W/L)_{M19} = 18$, $(W/L)_{M20} = 20$, $(W/L)_{M21} = 2$, $(W/L)_{M22} = 110$, $(W/L)_{M23} = 350$, $(W/L)_{M24} = 100$, $(W/L)_{M25} = 100$, $(W/L)_{M26} = 80$, $(W/L)_{M27} = 145$, $(W/L)_{M28} = 14$, $(W/L)_{M29} = 155$, $(W/L)_{M30} = 300$, $(W/L)_{M31} = 350$.

Uzyskane charakterystyki, opisujące transmitancję napięciową z wejścia Y do X, impedancję na wejściu X oraz admitancję na wejściu Y, mają kształty bardzo zbliżone do krzywych pokazanych na rysunkach 2.6, 2.7 i 2.8. Podstawowe parametry wtórnika dla przyjętych wymiarów geometrycznych są przedstawione w tabeli 2.

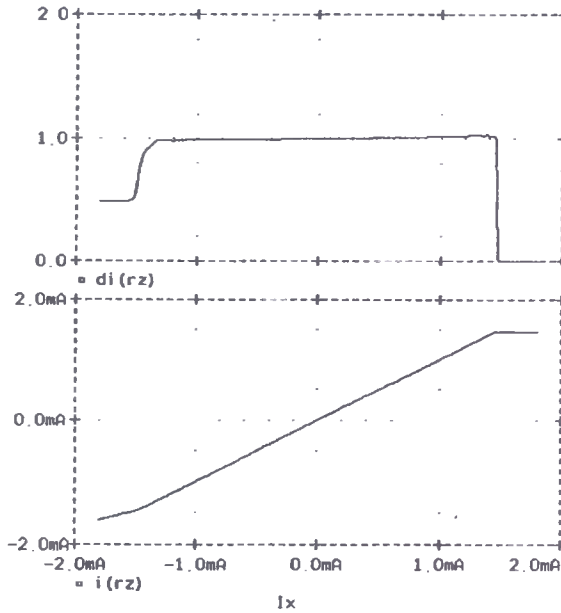
Tabela 2

Parametry stopnia wejściowego (wtórnika napięciowy)
konwejera CCII- z rys. 2.16 dla $R_x = 500\Omega$

wzmocnienie napięciowe $A_V = V_X/V_Y$	1.007[V/V]
3dB pasmo przenoszenia wtórnika	134MHz
offset napięcia na wejściu prądowym X	0.28mV
pojemność (C_{jv}) na wejściu napięciowym Y	0.007pF
rezystancja wejściowa zacisku X (R_{ix})	1.2 Ω
indukcyjność wejściowa zacisku X (L_{ix})	270nH
zakres zmian napięcia na wejściu Y	od -1.9V do 1.3V
zakres zmian prądu na wejściu X	od -1.4mA do 1.4mA

W porównaniu z wtórnikiem prezentowanym w podrozdziale 2.2, większa jest wartość rezystancji wejściowej zacisku X. Wynika to z faktu, że zmniejszony został prąd I_P . Uzyskana wartość $R_{i_x} \cong 1.2\Omega$ jest jednak w dalszym ciągu bardzo mała. Zmniejszył się ponadto zakres zmian napięcia na wejściu Y i prądu wpływającego do wejścia X. Zmiany te są wynikiem obniżenia potencjału drenu tranzystora T5.

Parametry transmisyjne i wyjściowe konwejera są zilustrowane na rysunkach 2.17-2.22. Rys.2.17 przedstawia zależność prądu wyjściowego I_Z od prądu wejściowego I_X (wykres dolny) oraz pochodną dI_Z/dI_X jako funkcję I_X (wykres górny). Z wykresu górnego widać, że wzmacnienie prądowe $A_i = dI_Z/dI_X$ jest prawie niezależne od I_X , tzn. wykazuje dobrą liniowość, dla prądu I_X leżącego w przedziale od $-1.3mA$ do $1.4mA$. W tym przedziale zmiany wzmacnienia A_i wynoszą nie więcej niż około $\pm 2.5\%$ wartości średniej, równej $A_i = 0.999[A/A]$. Prąd stały na wyjściu przy zerowym prądzie I_X (offset prądowy) jest równy $1.4\mu A$.



Rys.2.17. Właściwości transmisyjne konwejera CCII- z rys.2.16 dla prądu stałego:
 a) prąd wyjściowy I_Z jako funkcja prądu wejściowego I_X (wykres dolny)
 b) pochodna dI_Z/dI_X jako funkcja I_X (wykres górny)

W tabeli 3 podano wartości współczynnika zniekształceń harmonicznych h (w procentach) prądu wyjściowego konwejera dla różnych poziomów amplitudy wejściowego prądu sinusoidalnie zmiennego o częstotliwości $f = 1MHz$. Zwróćmy uwagę, że szybszy wzrost zniekształceń nieliniowych ma miejsce dopiero dla amplitud powyżej $1.2mA$, co jest zgodne z wykresem pochodnej $A_i = dI_Z/dI_X$ (krzywa górna na rys.2.17). Dla amplitud mniejszych od $0.6mA$, współczynnik h przyjmuje wartości poniżej 0.18% , a dla amplitud mniejszych niż $1mA$ wartości poniżej 0.34% . Wyniki te wskazują, że badany konwejer charakteryzuje się dobrą liniowością prądowej funkcji przenoszenia A_i i mo-

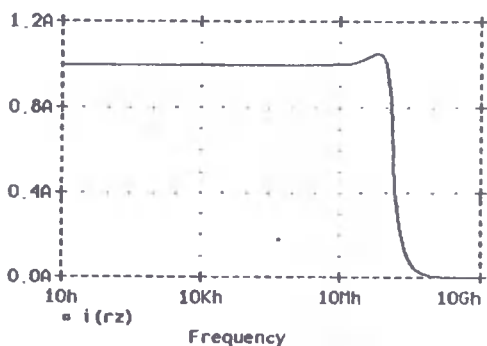
że pracować prawie liniowo przy stosunkowo dużych poziomach amplitudy przenoszono-
nego prądu, co pozwala na uzyskanie dobrego stosunku sygnał/szum.

Tabela 3

Zniekształcenia nieliniowe sinusoidalnego prądu wyjściowego
dla różnych amplitud prądu wejściowego o częstotliwości $f = 1\text{MHz}$

amplituda prądu I_x	0.4mA	0.6mA	0.8mA	1.0mA	1.2mA	1.4mA	1.5mA
współczynnik zniekształceń harmonicznych h	0.12%	0.18%	0.25%	0.34%	0.43%	0.60%	1.73%

Na rys.2.18 przedstawiona jest charakterystyka amplitudowa transmitancji prądowej konwejera (małosygnalowa funkcja przenoszenia). Wzmocnienie w pasmie przenoszenia jest równe $A_i = 0.999[A/A]$, a częstotliwość graniczna górna wynosi $f_{3dB} \cong 135\text{MHz}$.

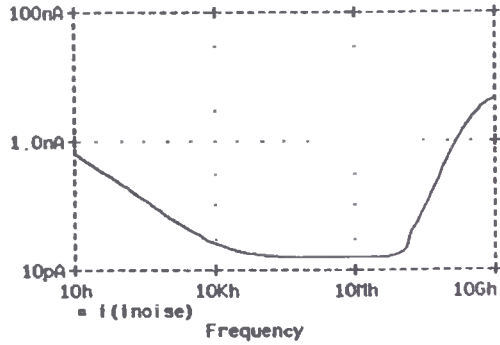


Rys.2.18. Charakterystyka amplitudowa transmitancji prądowej konwejera CCII- z rys.2.16

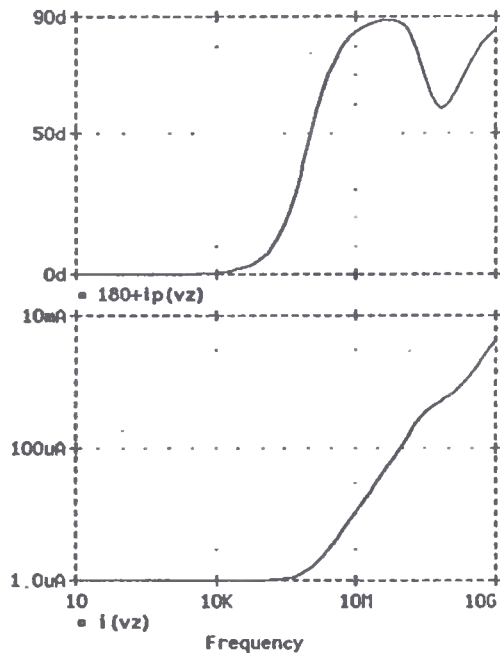
Właściwości szumowe konwejera są zilustrowane na rys.2.19. Wykres przedstawia gęstość widmową zastępczego prądu szumów na wejściu X. Częstotliwość przebiegu szumów jest rzędu kilkadziesiąt kHz, a poziom szumu białego wynosi $15.6\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Jest to niezły rezultat. Dla porównania warto podać, że zastępczy prąd szumów (gęstość widmowa szumu białego) na wejściu prądowym wzmacniacza operacyjnego z prądowym sprzężeniem zwrotnym AD844, zasilanego napięciem $\pm 15\text{V}$, wynosi $10\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ (dana katalogowa firmy Analog Devices).

Na rys.2.20 pokazano charakterystykę amplitudową (przebieg dolny) i fazową (przebieg górny) admitancji wyjściowej konwejera. Jest to odpowiedź prądowa układu na pobudzenie wyjścia napięciem sinusoidalnie zmiennym o amplitudzie 1V , tzn. wartości 1A na osi pionowej wykresu dolnego odpowiada przewodność o wartości 1S . Z wykresów tych wynika, że rezystancja wyjściowa wynosi $R_{out} \cong 1\text{M}\Omega$, a pojemność wyjściowa wynosi $C_{out} \cong 0.17\text{pF}$. Stosunkowo mała wartość rezystancji wyjściowej ma związek z dużą szerokością kanału tranzystorów w stopniu wyjściowym konwejera (dwa zwierciadła prądowe). Jak już wcześniej wspomniano, szerokie kanały (duże prądy) są

pożądane z punktu widzenia uzyskania dużych wartości stosunku sygnał/szum. Podana wartość rezystancji wyjściowej jest jednak wystarczająco duża dla pracy w trybie prądowym, gdzie impedancje obciążające są małe.



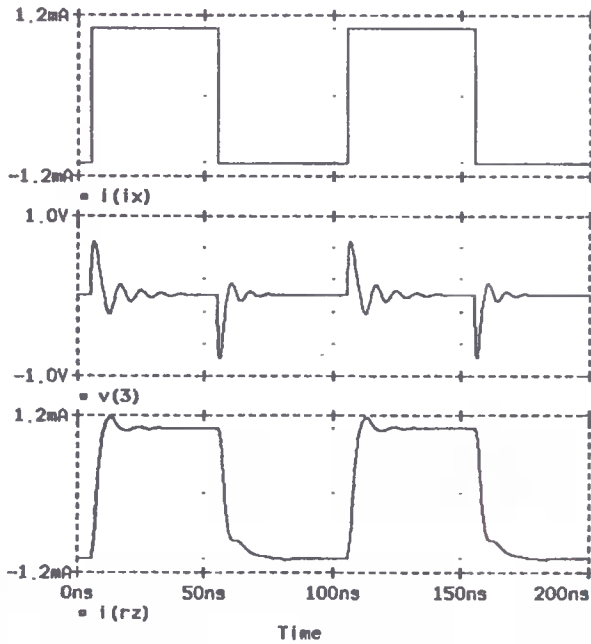
Rys.2.19. Właściwości szumowe konwejera CCII- z rys.2.16:
zastępczy prąd szumów (gęstość widmowa) na wejściu X



Rys.2.20. Admitancja wyjściowa konwejera CCII-:
a) charakterystyka fazowa (wykres górny)
b) charakterystyka amplitudowa (wykres dolny)

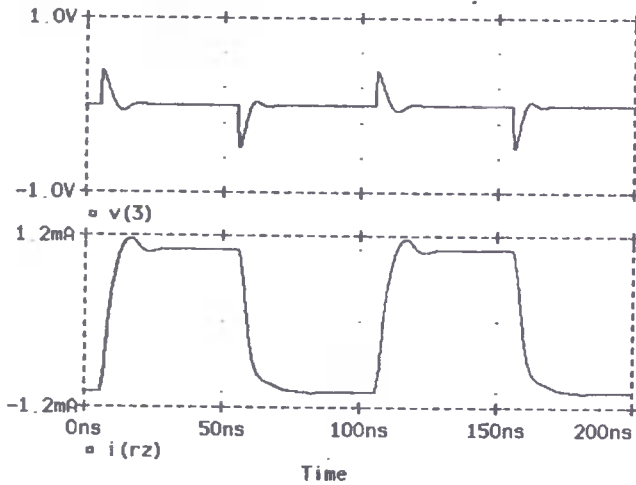
Podobnie jak w przypadku wtórnika badanego w poprzednim podrozdziale, jako test stabilności układu badano odpowiedź na prostokątne wymuszenie prądowe o stro-

mych zboczach i dużej amplitudzie. Na rys.2.21 przedstawiono wyniki dla przypadku, gdy źródło prądu wejściowego I_X ma nieskończenie dużą impedancję wewnętrzną (idealne źródło prądowe).



Rys. 2.21. Odpowiedź konwejera CCII- na prostokątne wymuszenie podane na wejście X z idealnego źródła prądowego:
 a) wejściowy prąd wymuszający I_X (przebieg górny)
 b) napięcie na wejściu prądowym X (przebieg środkowy)
 c) prąd wyjściowy (przebieg dolny)

Na rys.2.22 pokazane są wyniki testu dla źródła prądu wejściowego o rezystancji wewnętrznej równej $R_X = 500\Omega$. W obu przypadkach parametry źródła sterującego I_X są identyczne, tzn. wartość międzyszczytowa wynosi $2mA$, częstotliwość powtarzania $f_p = 10MHz$, czasy narastania i opadania wynoszą $0.2ns$. Odpowiedzią są oscylacje gasnące, co oznacza stabilność układu. Zwróćmy uwagę, że dla przypadku z rezystancją wewnętrzną źródła $R_X = 500\Omega$, amplituda oscylacji jest mniejsza. Przeprowadzone badania z innymi wartościami rezystancji R_X pokazały, że oscylacje mają tym mniejszą amplitudę, im mniejsza jest wartość R_X . Bardzo mała wartość rezystancji wejściowej na wejściu X ($R_{ix} \cong 1.2\Omega$) oznacza, że nawet dla rezystancji źródła sterującego o wartości mniejszej niż $R_X = 1k\Omega$, mamy do czynienia z prądowym sterowaniem na tym wejściu. Małe rezystancje dołączone do wejścia X zapewniają ponadto małe podbicie napięciowej funkcji przenoszenia z wejścia Y do X, na co zwrócono uwagę komentując przebiegi pokazane na rys.2.6. Małe rezystancje obciążające wyjście Z konwejera umożliwiają uzyskanie szerokiego pasmo przenoszenia. Tak więc prezentowany konwejer wykazuje najlepsze właściwości współpracując z małymi rezystancjami zewnętrznymi.



Rys.2.22. Odpowiedź konwejera CCII- na prostokątne wymuszenie podane na wejście X ze źródła o rezystancji wewnętrznej $R_x = 500\Omega$:
 a) napięcie na wejściu prądowym X (przebieg górny)
 b) prąd wyjściowy (przebieg dolny)

Najważniejsze parametry charakteryzujące transmitancję prądową, impedancję wyjściową oraz dopuszczalny zakres zmian prądu i napięcia na wyjściu testowanego konwejera zostały zebrane w tabeli 4.

Tabela 4

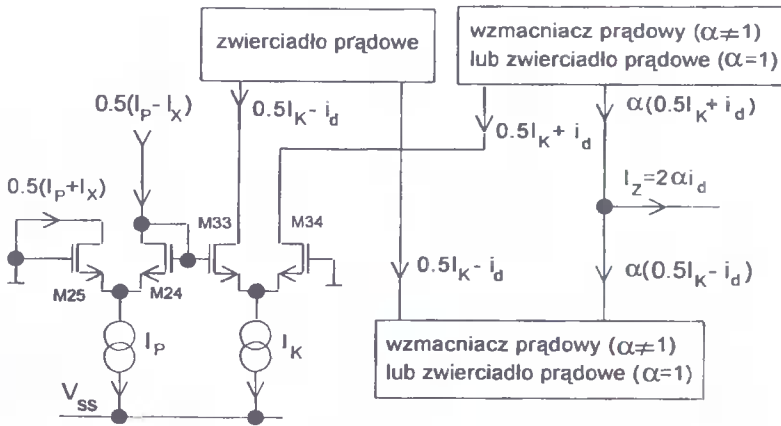
Parametry transmisyjne i wyjściowe konwejera CCII- z rys. 2.16

wzmocnienie prądowe (I_z/I_X)	0.999 [A/A]
3dB pasmo transmitancji prądowej	135MHz
offset prądowy na wyjściu	1.4 μ A
gęstość widmowa wejściowego prądu szumów (wejście X)	15.6pA/(Hz) ^{1/2}
rezystancja wyjściowa (R_{out})	1M Ω
pojemność wyjściowa (C_{out})	0.17pF
zakres zmian prądu wypływającego z wyjścia	od -1.3mA do 1.4mA
zakres zmian napięcia na wyjściu	od -1.5V do 1.2V
pobór mocy dla $I_X = 0$	34mW

2.3.2. Konwejer z elektroniczną regulacją wzmocnienia

Bardzo pożądaną cechą nowoczesnych układów analogowych jest możliwość zmian ich podstawowych parametrów za pomocą napięcia lub prądu. Elektroniczna regulacja parametrów pozwala, między innymi na cyfrowe sterowanie układem. Podstawowym parametrem konwejera jest wzmocnienie prądowe. Elektroniczne zmiany wzmocnienia konwejera umożliwiają np. prostą realizację generatora przestrajanego napięciem.

Na rys.2.23 zilustrowano koncepcję regulacji wzmocnienia konwejera przez zmiany prądu I_K , polaryzującego parę różnicową M33-M34. Wprowadzie idea regulacji transkonduktancji wzmacniacza różnicowego przez zmiany prądu polaryzującego jest znana od dawna, ale pokazany układ z dwoma współpracującymi ze sobą parami M24-M25 i M33-M34 jest rozwiązaniem nietypowym [38].



Rys. 2.23. Schemat ideowy elektronicznej regulacji wzmocnienia konwejera CCII-

Rozpatrzmy najpierw właściwości małosygnalowe układu z rys.2.23. Sygnałem wejściowym tego układu jest prąd $0.5(I_P - I_X)$, dostarczany przez stopień wejściowy konwejera (wtórnik napięciowy). Jest to prąd drenu tranzystora M23 na rys.2.16. Dla przypadku małosygnalowego ($I_X \ll I_P$), napięcia zmienne bramka-źródło v_{gs24} i v_{gs25} tranzystorów M24 i M25 mają w przybliżeniu jednakowe wartości bezwzględne i związane są z prądem zmiennym, oznaczonym przez $0.5I_X$, znaną zależnością liniową:

$$v_{gs25} \cong -v_{gs24} \cong \frac{0.5I_X}{g_{m_x}} \quad (2.31)$$

gdzie g_{m_x} jest transkonduktancją tranzystorów M24, M25.

Bramki tranzystorów M24 i M33 są ze sobą zwarte, co oznacza, że zmienne napięcie v_{gs33} tranzystora M33 jest w przybliżeniu równe napięciu v_{gs24} , natomiast zmienne napięcie v_{gs34} tranzystora M34 napięciu v_{gs25} . Składowa zmienna prądu drenu tranzystorów M33, M34, oznaczona przez i_d , opisana jest wzorem:

$$i_d \cong g_{m_k} v_{GS34} \quad (2.32)$$

gdzie g_{m_k} jest transkonduktancją tranzystorów M33 i M34.

Podstawiając do wzoru (2.32) w miejsce v_{GS34} napięcie v_{GS25} , określone wzorem (2.31), otrzymuje się:

$$i_d \cong 0.5 I_X \frac{g_{m_k}}{g_{m_x}} \quad (2.33)$$

Transkonduktancja tranzystora MOS jest w przybliżeniu wprost proporcjonalna do pierwiastka kwadratowego z prądu stałego drenu (połowa prądu polaryzującego parę różnicową). Oznacza to, że zależność (2.33) prowadzi do równania:

$$i_d \cong 0.5 I_X \sqrt{\frac{I_K}{I_P}} \quad (2.34)$$

z którego widać, że prąd i_d może być zmieniany przez zmiany prądu I_K , polaryzującego parę różnicową M33-M34. Oznaczony na rys.2.23 prąd I_X jest prądem wejściowym konwejera, natomiast prąd wyjściowy konwejera I_Z jest wprost proporcjonalny do i_d . Tak więc zmiany prądu I_K powodują zmiany wzmocnienia prądowego konwejera. Zwróćmy uwagę, że zmiany składowej polaryzującej prądu drenu tranzystorów M33, M34, równe połowie prądu I_K , kompensują się wzajemnie w stopniu wyjściowym konwejera.

Przeanalizujmy teraz właściwości wielkosygnałowe konwejera z rys.2.23. Požadane jest, by konwejer pracował w przybliżeniu liniowo również dla dużych sygnałów, tak jak to ma miejsce w przypadku konwejera z rys.2.16. W ten sposób można uzyskać dużą wartość stosunku sygnał/szum na wyjściu, przy małych zniekształceniach nieliniowych przenoszonego prądu.

Bramki tranzystorów M24 i M33 są połączone ze sobą, a bramki tranzystorów M25 i M34 są uziemione. Potencjał bramki tranzystora M24 można wyrazić jako różnicę napięć bramka-źródło tranzystorów M24 i M25, a potencjał bramki tranzystora M33 jako różnicę napięć bramka-źródło tranzystorów M33 i M34. W rezultacie można napisać:

$$V_{GS24} - V_{GS25} = V_{GS33} - V_{GS34} \quad (2.35)$$

gdzie V_{GS24} , V_{GS25} , V_{GS33} , V_{GS34} oznaczają napięcia bramka-źródło odpowiednio tranzystorów M24, M25, M33 i M34.

Pomijając efekt modulacji długości kanału, przejściowa charakterystyka statyczna tranzystora MOS (2.4) prowadzi do wzoru:

$$V_{GS} = V_T + \sqrt{\frac{I_D}{K_i}} \quad (2.36)$$

Prądy drenu tranzystorów M24, M25, M33 i M34 są równe:

$$I_{D24} = 0.5(I_P - I_X) \quad (2.37)$$

$$I_{D25} = 0.5(I_P + I_X) \quad (2.38)$$

$$I_{D33} = 0.5I_K - i_d \quad (2.39)$$

$$I_{D34} = 0.5I_K + i_d \quad (2.40)$$

Wstawiając do wzoru (2.36) w miejsce I_D prądy (2.37)-(2.40), a następnie podstawiając otrzymane wyrażenia na napięcia bramka-źródło tranzystorów M24, M25, M33, M34 do równania (2.35) otrzymuje się:

$$\sqrt{\frac{0.5(I_P - I_X)}{K_i}} - \sqrt{\frac{0.5(I_P + I_X)}{K_i}} = \sqrt{\frac{0.5I_K - i_d}{K_i}} - \sqrt{\frac{0.5I_K + i_d}{K_i}} \quad (2.41)$$

przy założeniu, że napięcia progowe V_T tranzystorów są identyczne.

Rozwiązując równanie (2.41) względem zmiennej i_d , dochodzimy do następującej zależności opisującej nieliniową charakterystykę przejściową $i_d = f(I_X)$:

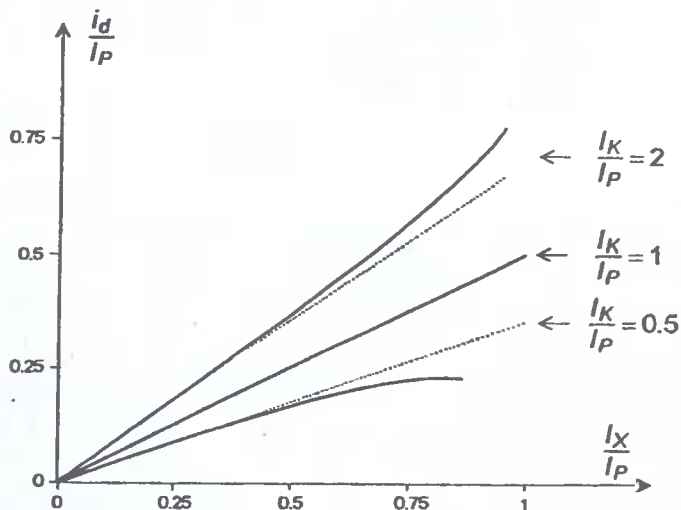
$$i_d = 0.5I_K \sqrt{1 - \left\{ 1 - \frac{I_P}{I_K} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{I_X}{I_P} \right)^2} \right] \right\}^2} \quad (2.42)$$

Dla $I_K = I_P$ równanie (2.42) przyjmuje postać liniową:

$$i_d = 0.5I_X \quad (2.43)$$

dotyczącą nie tylko małych sygnałów, ale wszystkich wartości zmiennej I_X , dla których obowiązuje zależność kwadratowa (2.4).

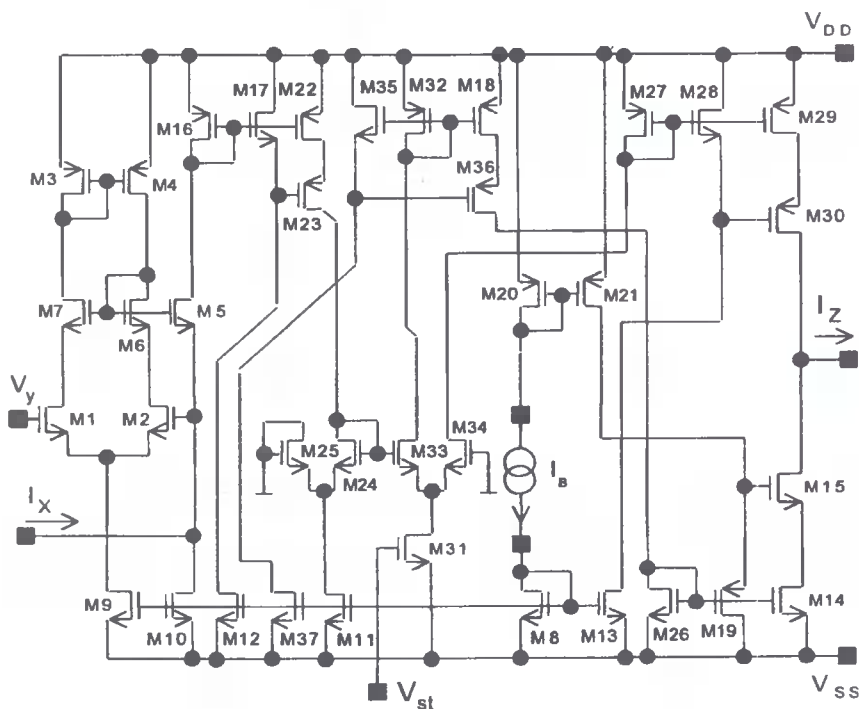
Na rys.2.24 pokazano rodzinę funkcji (2.42) dla różnych wartości stosunku I_K/I_P .



Rys.2.24. Wielosygnałowa charakterystyka przejściowa układu regulacji wzmocnienia konwejera (znormalizowana względem prądu polaryzującego I_P)

Wykres przedstawia tylko zależność dla dodatnich wartości zmiennych I_X i i_d (pierwsza ćwiartka układu współrzędnych), ale są to jednocześnie krzywe, dotyczące wartości bezwzględnych tych zmiennych dla $I_X < 0$ i $i_d < 0$ (trzecia ćwiartka układu współrzędnych). Zauważmy, że dla $I_K/I_P > 1$ charakterystyka przejściowa $i_d = f(I_X)$ jest funkcją wypukłą w dół, a dla $I_K/I_P < 1$ funkcją wypukłą w górę.

Na rys.2.25 pokazany jest pełny schemat elektryczny konwejera odwracającego, gdzie do elektronicznej regulacji wzmacnienia prądowego wykorzystano koncepcję przedstawioną na rys.2.23.



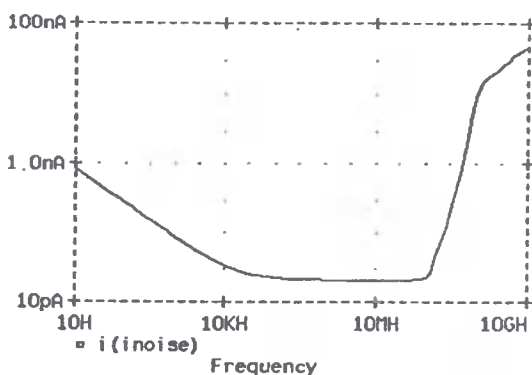
Rys.2.25. Konwejer CCII- z elektroniczną regulacją wzmacnienia za pomocą napięcia V_{St}

Funkcję prądu sterującego I_K pełni prąd drenu tranzystora M31. Jego wartość jest regulowana za pomocą napięcia zewnętrznego V_{St} .

Układ konwejera pokazany na rys.2.25 został poddany testom symulacyjnym. Tak jak w przypadku wszystkich układów prezentowanych w rozprawie, napięcia zasilania wynoszą $V_{DD} = 3.3V$ i $V_{SS} = -3.3V$, a zewnętrzny prąd polaryzujący jest równy $I_B = 500\mu A$. Przedstawione dalej wyniki dotyczą następujących wymiarów geometrycznych tranzystorów: $(W/L)_{M1} = 100$, $(W/L)_{M2} = 100$, $(W/L)_{M3} = 260$, $(W/L)_{M4} = 240$, $(W/L)_{M5} = 350$, $(W/L)_{M6} = 50$, $(W/L)_{M7} = 50$, $(W/L)_{M8} = 20$, $(W/L)_{M9} = 8$, $(W/L)_{M10} = 56$, $(W/L)_{M11} = 56$, $(W/L)_{M12} = 2$, $(W/L)_{M13} = 4$, $(W/L)_{M14} = 90$, $(W/L)_{M15} = 160$, $(W/L)_{M16} = 220$, $(W/L)_{M17} = 100$, $(W/L)_{M18} = 85$, $(W/L)_{M19} = 18$, $(W/L)_{M20} = 20$, $(W/L)_{M21} = 2$, $(W/L)_{M22} = 110$, $(W/L)_{M23} = 350$, $(W/L)_{M24} = 100$, $(W/L)_{M25} = 100$, $(W/L)_{M26} = 80$, $(W/L)_{M27} = 145$, $(W/L)_{M28} = 14$, $(W/L)_{M29} = 159$, $(W/L)_{M30} = 300$, $(W/L)_{M31} = 56$,

$(W/L)_{M32} = 87$, $(W/L)_{M33} = 100$, $(W/L)_{M34} = 100$, $(W/L)_{M35} = 100$, $(W/L)_{M36} = 350$, $(W/L)_{M37} = 2$. Wymiary geometryczne tranzystorów w stopniu wejściowym są identyczne jak w przypadku układu z rys.2.16. Nieco inne wymiary niektórych tranzystorów w następnych stopniach wynikają z innych wymagań dotyczących minimalizacji zniekształceń nieliniowych konwejera, co ma związek z wprowadzeniem stopnia środkowego do regulacji wzmocnienia. Większość uzyskanych drogą symulacji parametrów układu z rys.2.25 jest taka sama lub bardzo zbliżona do parametrów podanych w tabelach 2 i 4.

Zwiększona liczba tranzystorów w układzie powoduje wzrost poziomu jego szumów. Rys.2.26 przedstawia gęstość widmową zastępczego prądu szumów na wejściu X. Poziom szumu białego wynosi $20.7pA/\sqrt{Hz}$ i jest większy o około 32% w porównaniu z układem bez regulacji wzmocnienia, pokazanym na rys.2.16.

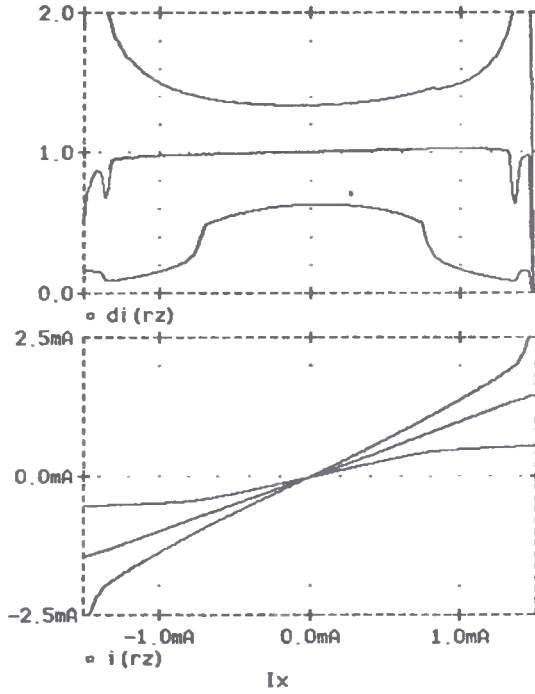


Rys.2.26. Właściwości szumowe konwejera z elektroniczną regulacją wzmocnienia, zastępczy prąd szumów (gęstość widmowa) na wejściu X

Najważniejszą zaletą układu z rys.2.25, tj. możliwość elektronicznej regulacji wzmocnienia, jest zilustrowana na rys.2.27. Na rysunku dolnym przedstawiono trzy stałoprądowe charakterystyki przejściowe dla trzech różnych wartości napięcia sterującego V_{st} . Dla $V_{st} = -1.81V$ wzmocnienie prądowe jest równe $A_i \cong 0.63 [A/A]$, dla $V_{st} = -1.41V$ równe $A_i \cong 1.004 [A/A]$, a dla $V_{st} = -1.01V$ równe $A_i \cong 1.34V$. Na rysunku górnym pokazano pochodną (wzmocnienie) $A_i = dI_Z/dI_X$ jako funkcję prądu wejściowego I_X . Zwróćmy uwagę, że najmniejszą wrażliwość wzmocnienia A_i na zmiany prądu I_X (największą liniowość prądowej funkcji przenoszenia konwejera) uzyskano dla wzmocnienia równego w przybliżeniu jeden. Wynik ten pokrywa się z przewidywaniami teoretycznymi zilustrowanymi na rys.2.24. Zgodny z przewidywaniami teoretycznymi jest również fakt, że dla $A_i > 1$ funkcja $A_i = F(I_X)$ jest wypukła w dół, natomiast dla $A_i < 1$ funkcja ta jest wypukła w górę.

W tabeli 5 podano zniekształcenia harmoniczne h prądu wyjściowego I_Z dla podanych wyżej trzech wartości wzmocnienia A_i . Wyniki dotyczą sinusoidalnego prądu wejściowego I_X o amplitudzie $0.5mA$ i częstotliwości $1MHz$. Z tabeli tej widać, że współczynnik zniekształceń harmonicznych h jest najmniejszy dla wzmocnienia $A_i = 1.004$. Wzrost zniekształceń harmonicznych jest szybki przy zmniejszaniu wzmocnienia. Prawdliwość ta była obserwowana również dla innych wartości amplitudy

prądu wejściowego I_X . Oznacza to, że wymagania dotyczące szerokiego zakresu elektronicznej regulacji wzmacnienia badanego konwejera są sprzeczne z wymaganiami dotyczącymi dobrej liniowości jego prądowej funkcji przenoszenia.



Rys.2.27. Stałoprądowe właściwości transmisyjne konwejera z elektroniczną regulacją wzmacnienia: prąd wyjściowy I_Z jako funkcja prądu wejściowego I_X (wykres dolny) i wzmacnienie $A_i = dI_Z/dI_X$ jako funkcja I_X (wykres górny) dla trzech wartości napięcia V_{st} ($V_{st} = -1.01V$, $V_{st} = -1.41V$, $V_{st} = -1.81V$)

Tabela 5

Zniekształcenia nieliniowe prądu I_Z dla $|I_X| = 0.5mA$ i $f = 1MHz$

napięcie sterujące V_{st}	-1.01V	-1.41V	-1.81V
wzmocnienie prądowe A_i	1.34 [A/A]	1.004 [A/A]	0.63 [A/A]
współczynnik zniekształceń harmoniczných h	0.32%	0.29%	0.95%

3. Wytwarzanie drgań sinusoidalnych w trybie prądowym

3.1. Wprowadzenie

Układy wytwarzające drgania można podzielić na generatory drgań swobodnych i generatory synchronizowane. Generatory drgań swobodnych wytwarzają przebiegi okresowe, których częstotliwość wynika z właściwości generatora i nie zależy od częstotliwości innych sygnałów. W generatorach synchronizowanych częstotliwość wytwarzanych drgań jest wymuszana przez częstotliwość zewnętrznego sygnału okresowego (sygnał synchronizujący). Najbardziej popularnym generatorem drugiego typu jest pętla fazowa PLL (*Phase Locked Loop*). Mimo iż jako całość pełni ona funkcję generatora synchronizowanego, jej elementem składowym jest generator przestrajany napięciem (GPN), który jest generatorem drgań swobodnych. W niniejszej rozprawie omawiane są tylko prądowe generatory drgań swobodnych, wytwarzające przebiegi sinusoidalnie zmienne (*generatory drgań harmonicznyc*), działające na zasadzie podtrzymywania (*odtłumiania*) drgań [67-102]. Generatory przebiegów sinusoidalnych działające na innych zasadach są przedstawione skrótowo w rozdziale 6.

Generator drgań harmonicznyc jest układem nieliniowym i niektóre jego parametry można określić tylko w sposób nieliniowy. Opisując generator za pomocą nieliniowego równania różniczkowego (lub całkowego) drugiego lub wyższego rzędu można uwzględnić wszystkie istotne zjawiska występujące w generatorze. Problem polega jednak na tym, że nie ma metod dokładnego, analitycznego rozwiązywania takich równań. Od dawna badania teoretyków koncentrowały się na poszukiwaniu przybliżonych rozwiązań dla stanu ustalonego [53-63]. Proste i łatwo czytelne rezultaty uzyskuje się jednak tylko przy daleko idących uproszczeniach, co oznacza zmniejszenie dokładności uzyskanych rozwiązań. Taką uproszczoną analizę nieliniową generatora można przeprowadzić w oparciu o *metodę funkcji opisującej* [82, 86]. Metoda ta jest najprostszym przypadkiem *metody bilansu harmonicznyc* i uwzględnia tylko podstawową harmoniczną.

Inne podejście do nieliniowej analizy generatorów jest pokazane w pracy [61]. Zaproponowano tam tzw. *metodę równania wyznaczającego* (*determining equation*), bazującą na szeregu Voltery. W oparciu o tę metodę, wykorzystując *równanie wyznaczające* pierwszego rzędu, można uzyskać relatywnie proste wyrażenia opisujące wrażliwość częstotliwości drgań na zmiany parametrów nie tylko elementów pasywnych, ale również aktywnych [121-124]. W *metodzie funkcji opisującej* wpływ parametrów wzmacniacza na częstotliwość drgań nie jest widoczny. W tym miejscu warto dodać, że problem badania zbieżności szeregu Voltery nie został dotąd zadowalająco rozwiązany. Z doświadczeń praktycznych wynika jednak, że w przypadku stosunkowo małych nieliniowości, z którymi mamy do czynienia w generatorach drgań sinusoidalnych, uzyskiwane rezultaty są wiarygodne.

Ostatnio do badania właściwości nieliniowych układów stosuje się szeroko programy komputerowej analizy, bazujące na metodach numerycznego całkowania równań [64-66]. Mimo iż problem zbieżności algorytmów takiego numerycznego całkowania również nie został zadowalająco rozwiązany [64] i czasami procedura obliczeniowa "*rozbiega się*", programy analizy komputerowej są wygodnym narzędziem projektowania układów nieliniowych. W przypadku generatorów badanych w niniejszej pracy,

kłopoty ze zbieżnością procedur obliczeniowych programu PSPICE występowały dosyć często.

Typowy generator drgań sinusoidalnych wytwarza przebiegi o małych zniekształceniach harmonicznym ($h \approx 1\%$). Z tego powodu niektóre parametry drgań oraz warunki konieczne do generacji drgań można z zadowalającą dokładnością określić w oparciu o opis liniowy. Dotyczy to, między innymi częstotliwości drgań, wrażliwości częstotliwości drgań na czynniki deterministyczne (*długoterminowa niestalość częstotliwości*), szumu fazowego, warunków i zakresu przestrajania częstotliwości itd. W przypadku generatorów drugiego stopnia (najczęściej stosowane), wygodnym sposobem analizy jest wyznaczenie pierwiastków równania charakterystycznego w postaci symbolicznej i dyskusja otrzymanych zależności. W przypadku równań wyższego rzędu, które otrzymuje się uwzględniając np. w generatorze drugiego stopnia ograniczone pasmo elementów aktywnych, wyznaczanie wzorów opisujących pierwiastki równania charakterystycznego staje się utrudnione, a otrzymane wyrażenia mało czytelne. W takich przypadkach często wygodniej jest korzystać z innych, liniowych kryteriów stabilności układów, jak np. kryterium Nyquista czy kryterium Hurwitza.

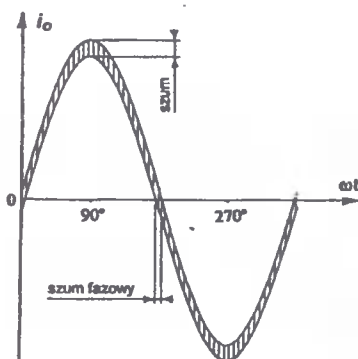
Podstawowym parametrem każdego generatora jest stałość częstotliwości wytwarzanych drgań [103-124]. Jednym z powodów niestalości częstotliwości są czynniki deterministyczne, takie jak starzenie elementów, zmiana temperatury, zmiana napięcia zasilania itd. Zmiany te zachodzą wolno w czasie i dlatego niestalość częstotliwości typu deterministycznego jest określana jako *niestalość długoterminowa*. Inną przyczyną niestalości częstotliwości są zjawiska przypadkowe (*szum fazowy*). Niestalość częstotliwości typu *szum fazowy* jest określana jako *niestalość krótkoterminowa*, ponieważ zjawiska przypadkowe zachodzą na ogół szybko (z wyjątkiem szumu typu $1/f$, nazywanego *szumem migotania*). Szum fazowy zależy od stosunku sygnał/szum na wyjściu generatora i staje się problemem w przypadku układów zasilanych małym napięciem. Podstawowe prace nt. nieliniowej teorii drgań elektrycznych [53-59] nie omawiają szerzej problemu szumów fazowych. W pracach dotyczących generatorów RC i OTA-C [67-99] oraz pracach dotyczących stałości częstotliwości drgań [103-106] często nie rozróżnia się niestalości długoterminowej i krótkoterminowej. Próbę ujednoczonego, deterministycznego opisu obu rodzajów niestalości częstotliwości zaproponowano w pracach [118-120]. Probabilistyczne metody analizy szumu fazowego, stosowane do badań precyzyjnych wzorców częstotliwości, są omówione w pracy [107].

W niniejszej pracy badane są generatory drgań sinusoidalnych pracujące w trybie prądowym. Są to układy zawierające przynajmniej dwa wzmacniacze prądowe, z których jeden służy do podtrzymywania drgań. W układach takich możliwe jest przestrajanie częstotliwości przez zmianę parametru tylko jednego elementu (pasywnego lub aktywnego). Duży nacisk położono na uzyskanie dobrej, krótkoterminowej stałości częstotliwości drgań. Analiza teoretyczna, dotycząca szumu fazowego w generatorach z selektywną pętlą sprzężenia zwrotnego, jest przedstawiona w podrozdziale 3.2. Zaproponowane podejście do omawianego problemu jest nieco inne niż w znanych autorowi pracach na ten temat. Wprawdzie rozważania ograniczone są tylko do układów pracujących w trybie prądowym, ale wynikające z nich pewne nowe wnioski dotyczą również generatorów pracujących w trybie napięciowym. W podrozdziale 3.3 przedstawiona jest analiza wrażliwości częstotliwości drgań omawianych generatorów prądowych na czynniki deterministyczne. Jest to podejście oparte na metodzie zaproponowanej w pracy [118]. Problem ograniczania i stabilizacji amplitudy drgań w takich generatorach jest omawiany w podrozdziale 3.4. Zaproponowano konkretne rozwiązanie wzmac-

niacza prądowego z elektroniczną regulacją poziomu ograniczania prądu wyjściowego. Zwrócono ponadto uwagę na nowe możliwości, jakie daje praca w trybie prądowym w porównaniu z trybem napięciowym, jeśli chodzi o tłumienie składowych harmonicznych generowanych drgań.

3.2. Szum fazowy generatora

Przypadkowe wahania fazy generowanego sygnału sinusoidalnego (szum fazowy) są efektem nałożenia szumów na wytwarzany przebieg, co zilustrowano na rys.3.1. Minimalizacja szumu fazowego sprowadza się do uzyskania jak największego stosunku sygnał/szum na wyjściu generatora.

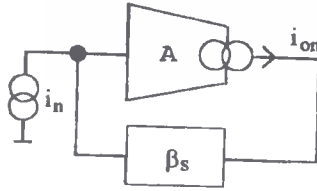


Rys.3.1. Poglądowa ilustracja szumu fazowego w generatorze drgań sinusoidalnych

W rozdziale 2 przedstawiono układy prądowego przetwarzania sygnałów, które charakteryzują się dobrymi właściwościami szumowymi. Dużą wartość stosunku sygnał/szum w tych układach uzyskano dzięki szerokim kanałom i dużym prądom polaryzującym tranzystory.

Przeanalizujmy teraz właściwości szumowe układów objętych pętlą selektywnego sprzężenia zwrotnego. Rozpatrzmy układ o schemacie blokowym pokazanym na rys.3.2, gdzie A jest wzmacniaczem prądowym podtrzymującym drgania, β_s jest układem sprzężenia zwrotnego (aktywnym lub pasywnym), opisanym transimpedancją prądową typu środkowoprzepustowego, źródło i_n reprezentuje zastępczy prąd szumów (gęstość widmowa) na wejściu wzmacniacza dla układu z pętlą rozwartą na wyjściu, a i_{on} jest prądem szumów (gęstość widmowa) na wyjściu w warunkach zamkniętej pętli.

Wzmacniacz A i układ sprzężenia zwrotnego β_s traktowane są jako bloki bezszumne. Wejściowy, równoważny prąd szumów i_n reprezentuje zarówno szumy powstające we wzmacniaczu, jak i szumy podawane na wejście wzmacniacza przez układ β_s . Kwadrat całkowitego prądu szumów na wyjściu i_{on}^2 (gęstość widmowa) przy zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego opisany jest wzorem:



Rys.3.2. Uproszczony model szumowy generatora

$$i_{on}^2 = i_n^2 |T(\omega)|^2 + i_{\beta n}^2 \quad (3.1)$$

gdzie $T(\omega)$ jest transmitancją układu z zamkniętą pętlą, tzn.:

$$T(\omega) = \frac{A}{1 - A\beta_s} \quad (3.2)$$

Pierwszy składnik po prawej stronie równania (3.1) przedstawia szum, który przechodzi na wyjście przez wzmacniacz A . Drugi składnik w tym równaniu ($i_{\beta n}^2$) jest szumem, który dostaje się na wyjście bezpośrednio z układu sprzężenia zwrotnego β_s (z pominięciem wzmacniacza A).

Założmy, że składnik drugi jest znacznie mniejszy niż pierwszy, co zwykle jest spełnione. Pomijając $i_{\beta n}^2$ we wzorze (3.1), zastępczy prąd szumów na wyjściu (wyrażony w *amperach*) opisany jest wzorem:

$$I_{on} = \sqrt{\int_0^{\infty} i_{on}^2 d\omega} \cong \sqrt{\int_0^{\infty} i_n^2 |T(\omega)|^2 d\omega} \quad (3.3)$$

gdzie $\omega = 2\pi f$ jest pulsacją.

Rozpatrzmy przypadek, gdy blok selektywny generatora opisany jest transmitancją środkowoprzepustową drugiego rzędu o postaci:

$$\beta_s = a \frac{j\omega\omega_{sr}}{j\omega\frac{\omega_{sr}}{Q} + \omega_{sr}^2 - \omega^2} = \frac{a}{\frac{1}{Q} + j\gamma} \quad (3.4)$$

gdzie $j = \sqrt{-1}$, Q jest dobrocią, ω_{sr} pulsacją środkową, a współczynnikiem, a zmienna γ wyraża się wzorem:

$$\gamma = \frac{\omega}{\omega_{sr}} - \frac{\omega_{sr}}{\omega} \quad (3.5)$$

Wstawiając (3.4) do (3.2) otrzymujemy:

$$T(\gamma) = \frac{A}{1 - A\beta_s(\gamma)} = \frac{A\left(\frac{1}{Q} + j\gamma\right)}{\frac{1}{Q} - Aa + j\gamma} \quad (3.6)$$

gdzie A przyjmuje wartości rzeczywiste (zakładamy, że pasmo przenoszenia wzmacniacza jest dużo szersze od częstotliwości drgań).

Równanie zamkniętej pętli dla schematu z rys.3.2 ma postać:

$$A\beta_s(\gamma) = \frac{Aa}{\frac{1}{Q} + j\gamma} = 1 \quad (3.7)$$

Dla wzmacniacza o wzmocnieniu rzeczywistym równanie (3.7) może być spełnione, gdy część urojona w mianowniku jest bliska zera, tzn. gdy:

$$\gamma \cong 0 \quad (3.8)$$

Jest to tzw. warunek fazy, z którego wynika (patrz (3.5)), że jeżeli w układzie są wytwarzane drgania sinusoidalne, to ich pulsacja jest w przybliżeniu równa:

$$\omega_o \cong \omega_{sr} \quad (3.9)$$

gdzie przez ω_o oznaczono pulsację drgań.

Drugi warunek (warunek amplitudy) konieczny na to, by równanie (3.7) mogło być spełnione, ma postać:

$$AaQ \cong 1 \quad (3.10)$$

Uwzględniając wzór (3.10), transmitancję (3.6) można w przybliżeniu wyrazić jako:

$$T(\gamma) \cong \frac{A\left(\frac{1}{Q} + j\gamma\right)}{j\gamma} \cong \frac{\frac{1}{Q} + j\gamma}{jaQ\gamma} \quad (3.11)$$

Moduł funkcji (3.11):

$$|T(\gamma)| \cong \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{Q}\right)^2 + \gamma^2}}{aQ\gamma} \quad (3.12)$$

dąży do nieskończoności, gdy zmienna γ dąży do zera.

Wyrażając zależność (3.3) jako funkcję zmiennej γ oraz uwzględniając (3.5) przy obliczaniu pochodnej $d\omega/d\gamma$ można napisać:

$$I_{on} \cong \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} i_n^2(\gamma) |T(\gamma)|^2 \frac{d\omega}{d\gamma} d\gamma} = \sqrt{\frac{\omega_{sr}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} i_n^2(\gamma) |T(\gamma)|^2 d\gamma} \quad (3.13)$$

gdzie $|T(\gamma)|$ jest dane wzorem (3.1).

Zwróćmy uwagę, że dolna granica całkowania zmieniła się z zera na minus nieskończoność.

Całka pod pierwiastkiem we wzorze (3.13) jest rozbieżna, ponieważ funkcja podcałkowa jest nieciągła w punkcie $\gamma = 0$. Nieciągłość ta wynika z przyjętych uproszczeń. W rzeczywistości warunek (3.10) nie jest idealnie spełniony co oznacza, że moduł transmitancji $T(\gamma)$, opisany wzorem:

$$|T(\gamma)| \cong \frac{1}{aQ} \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{Q}\right)^2 + \gamma^2}{\left(\frac{1}{Q} - Aa\right)^2 + \gamma^2}} \quad (3.14)$$

jest funkcją ciągłą w punkcie $\gamma = 0$. Mówiąc dokładniej, musi być spełniona nierówność:

$$AaQ > 1 \quad (3.15)$$

by pierwiastki równania charakterystycznego leżały w prawej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej s . Takie położenie pierwiastków równania charakterystycznego jest, jak wiadomo, warunkiem koniecznym na to, by drgania mogły się wzbudzić (drgania o narastającej amplitudzie). Wiadomo również, że istnieje związek między położeniem pierwiastków na płaszczyźnie s a poziomem zniekształceń nieliniowych w stanie ustalonym. Im większa jest część rzeczywista pierwiastków leżących w prawej półpłaszczyźnie, tzn. im większa jest wartość wyrażenia po lewej stronie nierówności (3.15), tym większe są zniekształcenia wytwarzanych drgań.

Transmitancja (3.14) ma charakter środkowoprzepustowy o bardzo dużej selektywności tym większej, im słabsza jest nierówność (3.15). O szumach decyduje praktycznie wąskie pasmo częstotliwości wokół częstotliwości środkowej ω_{sr} . Granice całkowania we wzorze (3.13) można więc zmniejszyć do wąskiego przedziału wokół punktu $\gamma = 0$, tzn. można napisać:

$$I_{on} \cong \sqrt{\frac{\omega_{sr}}{2} \int_{-\varepsilon}^{\varepsilon} i_n^2(\gamma) |T(\gamma)|^2 d\gamma} \quad (3.16)$$

gdzie ε jest małą liczbą.

W przedziale całkowania od $-\varepsilon$ do ε spełniona jest nierówność $\gamma^2 \ll 1$, co pozwala uprościć funkcję (3.14) do postaci:

$$|T(\gamma)| \cong \frac{1}{aQ^2 \sqrt{\left(\frac{1}{Q} - Aa\right)^2 + \gamma^2}} \quad (3.17)$$

Dla $\gamma^2 \ll 1$ mianownik we wzorze (3.17) przyjmuje tym większe wartości, im mniejsza jest nierówność (3.15), tzn. im większa jest wartość wyrażenia po lewej stronie nierówności (3.15). Oznacza to mniejszą wartość modułu funkcji podcałkowej w wyrażeniu (3.16) i mniejszy szum na wyjściu generatora. Tak więc wymagania dotyczące małych zniekształceń harmonicznym wytwarzanych drgań są sprzeczne z wymaga-

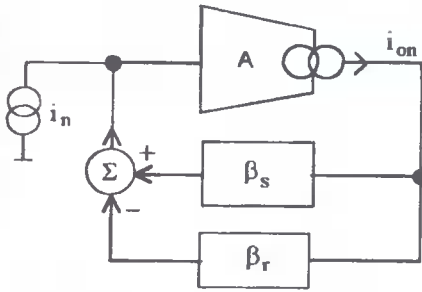
niami dotyczącymi małego szumu fazowego. Wniosek ten został potwierdzony przez przeprowadzone badania symulacyjne.

Zwróćmy uwagę, że wzrost szumów, spowodowany osłabieniem nierówności (3.15), ma miejsce mimo zwiększenia selektywności funkcji (3.17). Związane jest to z bardzo dużym wzrostem modułu transmitancji (3.17) dla częstotliwości środkowej.

Ze wzorów (3.17) i (3.16) wynika, że szумы są odwrotnie proporcjonalne do wyrażenia aQ^2 , charakteryzującego selektywne właściwości transmitancji sprzężenia zwrotnego β_s . Choć w szczególnych przypadkach maksymalizacja wyrażenia aQ^2 może być równoznaczna z maksymalizacją dobroci Q , to generalnie wymagania na uzyskanie maksymalnych wartości aQ^2 i Q są różne.

Poziom szumów jest także wprost proporcjonalny do $\sqrt{\omega_{sr}}$, co jest zgodne z oczekiwaniami, ponieważ zmienna γ jest bezwymiarowa.

Przedstawione rozważania dotyczyły generatorów z jedną pętlą sprzężenia zwrotnego o właściwościach środkowoprzepustowych. Rozpatrzmy teraz przypadek, gdy sprzężenie zwrotne ma charakter mostkowy, a funkcja opisująca całkowite sprzężenie zwrotne generatora jest transmitancją środkowozaporową o bardzo dużej selektywności. Schemat blokowy takiego generatora pokazano na rys.3.3.



Rys.3.3. Szumowy model generatora ze sprzężeniem zwrotnym środkowozaporowym

Układ z rys.3.3 różni się tym od układu z rys.3.2, że zawiera dodatkową gałąź rezystywnego sprzężenia zwrotnego, której transmitancja β_r jest liczbą rzeczywistą, niezależną od częstotliwości. Pozostałe elementy schematu mają to samo znaczenie co poprzednio. Prąd i_n (gęstość widmowa) reprezentuje szумы powstające we wzmacniaczu i szумы podawane na wejście wzmacniacza przez obie gałęzie sprzężenia zwrotnego β_s i β_r w warunkach, gdy pętla sprzężenia zwrotnego jest rozwarta na wyjściu.

Dla transmitancji β_s drugiego rzędu o postaci (3.4) całkowite sprzężenie zwrotne generatora opisane jest wzorem:

$$\beta = \beta_s^* - \beta_r = \frac{a - \frac{\beta_r}{Q} - j\gamma\beta_r}{\frac{1}{Q} + j\gamma} \quad (3.18)$$

Transmitancja układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego w dziedzinie zmiennej γ przyjmuje postać:

$$T(\gamma) = \frac{A}{1 - A\beta} = \frac{A\left(\frac{1}{Q} + j\gamma\right)}{\frac{1}{Q}[1 - (aQ - \beta_r)A] + j\gamma(1 + A\beta_r)} \quad (3.19)$$

Warunek zamkniętej pętli układu z rys.3.3 opisany jest wzorem:

$$A\beta = \frac{A\left[a - \frac{\beta_r}{Q} - j\gamma\beta_r\right]}{\frac{1}{Q} + j\gamma} = 1 \quad (3.20)$$

Równanie (3.20) jest spełnione, gdy spełniony jest warunek fazy:

$$\gamma \cong 0 \quad (3.21)$$

oraz warunek amplitudy:

$$A(aQ - \beta_r) \cong 1 \quad (3.22)$$

Wzmocnienie A w takich układach jest bardzo duże co oznacza, że:

$$aQ \cong \beta_r \quad (3.23)$$

$$AaQ \gg 1 \quad (3.24)$$

$$A\beta_r \gg 1 \quad (3.25)$$

Uwzględniając (3.22) oraz (3.25), transmitancję (3.19) można wyrazić jako:

$$T(\gamma) \cong \frac{\frac{1}{Q} + j\gamma}{j\gamma\beta_r} \quad (3.26)$$

Wypadkowy prąd szumów na wyjściu obliczamy ze wzoru (3.16), podstawiając (3.26) w miejsce $T(\gamma)$. W wąskim przedziale całkowania spełniona jest nierówność $\gamma^2 \ll 1$. Biorąc pod uwagę tę nierówność oraz (3.23), transmitancja (3.26) prowadzi do przybliżonego wzoru:

$$|T(\gamma)| \cong \frac{1}{\gamma a Q^2} \quad (3.27)$$

Funkcja (3.27) opisuje generator z mostkowym sprzężeniem zwrotnym z rys.3.3 przy założeniu, że spełniony jest warunek amplitudy (3.22). Identyczną zależność funkcyjną otrzymuje się ze wzoru (3.17), opisującego generator z jedną gałęzią sprzężenia zwrotnego (rys.3.2), gdy spełniony jest warunek amplitudy (3.10). Widać więc, że wprowadzenie dodatkowej, rezystywnej gałęzi sprzężenia zwrotnego β_r nie zmienia

w sposób istotny właściwości szumowych generatora. Wprawdzie wartości wejściowego prądu szumów i_n nie są identyczne w obu przypadkach, ale nie podważa to podanej konkluzji.

Mostkowe układy sprzężenia zwrotnego typu środkowozaporowego charakteryzują się, jak wiadomo, dużo większą selektywnością (stromością charakterystyki fazowej) niż pojedyncza gałąź sprzężenia zwrotnego środkowoprzepustowego. Jak wynika z przeprowadzonej analizy, nie ma to większego wpływu na poziom szumów na wyjściu. Poziom ten zależy natomiast istotnie od tego, jak silna jest nierówność (3.15) dla generatora z rys.3.2 lub jej odpowiednik $A(aQ - \beta_r) > 1$ dla generatora pokazanego na rys.3.3. Z punktu widzenia szumów fazowych generatora pożądane jest, by nierówność ta była dosyć silna, tzn. by różnica między jej lewą a prawą stroną była umiarkowanie mała, a nie bardzo mała. Oznacza to jednak większe zniekształcenia harmoniczne wytwarzanych drgań.

3.3. Wrażliwość częstotliwości drgań na czynniki deterministyczne

Rozpatrzmy teraz wrażliwość częstotliwości drgań na zmiany wartości określonych parametrów układu generatora (długoterminowa niestalość częstotliwości). Ograniczmy rozważania do układów z jedną gałęzią selektywnego sprzężenia zwrotnego o charakterze środkowoprzepustowym. Jak pokazano w podrozdziale 3.2, wprowadzenie drugiej, rezystywnej gałęzi sprzężenia zwrotnego nie poprawia w sposób istotny krótkoterminowej stałości częstotliwości. Z tego powodu generatory omawiane dalej w pracy będą układami o schemacie blokowym przedstawionym na rys.3.2.

Punktem wyjścia do naszych rozważań jest równanie zamkniętej pętli zapisane w dziedzinie zmiennej zespolonej s :

$$A(s)\beta_s(s) = 1 \quad (3.28)$$

W przypadku wzmacniacza o dostatecznie szerokim pasmie przenoszenia i transmitancji $\beta_s(s)$ drugiego rzędu, warunek (3.28) prowadzi do równania charakterystycznego drugiego stopnia. Układ idealnie liniowy generuje drgania sinusoidalne o stałej amplitudzie, gdy para pierwiastków jego równania charakterystycznego leży dokładnie na osi $j\omega$, tzn.:

$$s_{1,2} = \pm j\omega_0 \quad (3.29)$$

gdzie ω_0 jest pulsacją drgań.

Dla układów rzeczywistych, para tych pierwiastków leży w prawej półpłaszczyźnie zmiennej s bardzo blisko osi $j\omega$. W celu uproszczenia analizy, pierwiastki dane wzorem (3.29) będziemy traktować jako rozwiązanie dla układów rzeczywistych, mimo iż układy rzeczywiste nigdy nie są idealnie liniowe.

Równanie (3.28) jest prawdziwe, niezależnie od wartości parametrów układu. Zmiana wartości parametrów powoduje odpowiednią zmianę pierwiastków tego równania, co można zapisać:

$$\left(\frac{\partial A}{\partial s} ds + \sum_{i=1}^n \frac{\partial A}{\partial b_i} db_i \right) \beta_s + \left(\frac{\partial \beta_s}{\partial s} ds + \sum_{k=1}^m \frac{\partial \beta_s}{\partial p_k} dp_k \right) A = 0 \quad (3.30)$$

gdzie ds przedstawia zmianę pierwiastków równania charakterystycznego (względem punktu $s = j\omega_o$), db_i przedstawia zmiany parametrów wzmacniacza, a dp_k zmiany parametrów transmitancji β_s . Pochodne $\partial A/\partial s$ i $\partial \beta_s/\partial s$ są liczone w punkcie $s = j\omega_o$.

Wprowadzając oznaczenia:

$$dA = \sum_{i=1}^n \frac{\partial A}{\partial b_i} db_i \quad (3.31)$$

$$d\beta_s = \sum_{k=1}^m \frac{\partial \beta_s}{\partial p_k} dp_k \quad (3.32)$$

i rozwiązując (3.30) względem ds otrzymuje się:

$$ds = - \frac{\beta_s dA + A d\beta_s}{\beta_s \frac{\partial A}{\partial s} + A \frac{\partial \beta_s}{\partial s}} = - \frac{d \ln A + d \ln \beta_s}{\frac{\partial \ln(A\beta_s)}{\partial s}} \quad (3.33)$$

Wzmocnienie A i transmitancja β_s są wielkościami zespolonymi i mogą być zapisane w postaci:

$$A = |A| e^{j\varphi_A} \quad (3.34)$$

$$\beta_s = |\beta_s| e^{j\varphi_\beta} \quad (3.35)$$

gdzie φ_A jest fazą wzmocnienia A , a φ_β fazą transmitancji β_s .

Funkcję $\ln(A\beta_s)$ można przedstawić jako sumę części rzeczywistej i urojonej:

$$\ln(A\beta_s) = \ln(|A||\beta_s|) + j(\varphi_A + \varphi_\beta) \quad (3.36)$$

co pozwala skorzystać z twierdzenia Cauchy-Riemanna do obliczenia występującej w mianowniku (3.33) pochodnej funkcji zmiennej zespolonej. W rezultacie otrzymuje się:

$$\frac{\partial \ln(A\beta_s)}{\partial s} = \frac{\partial(\varphi_A + \varphi_\beta)}{\partial \omega} - j \frac{\partial \ln(|A||\beta_s|)}{\partial \omega} \quad (3.37)$$

gdzie pochodna po zmiennej zespolonej s liczona jest w punkcie $s = j\omega_o$, a pochodne po pulsacji ω (zmienna rzeczywista) liczone są w punkcie $\omega = \omega_o$.

Wstawiając (3.37) do (3.33) dochodzi się do następujących wzorów, opisujących zmiany pierwiastków równania charakterystycznego wywołane zmianą wartości parametrów układu:

$$ds = d\sigma + jd\omega \quad (3.38)$$

gdzie:

$$d\sigma = \frac{d(\varphi_A + \varphi_\beta) \frac{\partial \ln(|A||\beta_s|)}{\partial \omega} - d \ln(|A||\beta_s|) \frac{\partial(\varphi_A + \varphi_\beta)}{\partial \omega}}{\left[\frac{\partial \ln(|A||\beta_s|)}{\partial \omega} \right]^2 + \left[\frac{\partial(\varphi_A + \varphi_\beta)}{\partial \omega} \right]^2} \quad (3.39)$$

$$d\omega = - \frac{d(\varphi_A + \varphi_\beta) \frac{\partial(\varphi_A + \varphi_\beta)}{\partial\omega} + d\ln(|A||\beta_s|) \frac{\partial\ln(|A||\beta_s|)}{\partial\omega}}{\left[\frac{\partial\ln(|A||\beta_s|)}{\partial\omega} \right]^2 + \left[\frac{\partial(\varphi_A + \varphi_\beta)}{\partial\omega} \right]^2} \quad (3.40)$$

Zarówno zmiany części rzeczywistej tych pierwiastków, dane wzorem (3.39), jak i względne zmiany części urojonej ($d\omega/\omega_o$), wynikające z (3.40), są małe. Zmiany części rzeczywistej powodują zmiany amplitudy drgań i zmiany zniekształceń harmonicznych. Do dalszych rozważań nad stałością częstotliwości przyjmujemy, że:

$$d\sigma \cong 0 \quad (3.41)$$

Można to zinterpretować w ten sposób, że wartość jednego z parametrów, np. wzmocnienia A , jest automatycznie korygowana tak, by spełnić (3.41), tzn., by pierwiastki równania charakterystycznego pozostały na osi $j\omega$. Takie podejście zastosowano między innymi w pracach [82, 104, 118-120]. Dokładniejsza analiza wrażliwości częstotliwości drgań na zmiany parametrów układu, uwzględniająca wpływ zmian amplitudy drgań na częstotliwość, jest możliwa tylko na bazie nieliniowego opisu generatora [106, 121-124].

Ze wzoru (3.39) widać, że zależność (3.41) jest spełniona, gdy:

$$\frac{\partial\ln(|A||\beta_s|)}{\partial\omega} \cong \frac{d\ln(|A||\beta_s|)}{d(\varphi_A + \varphi_\beta)} \frac{\partial(\varphi_A + \varphi_\beta)}{\partial\omega} \quad (3.42)$$

Wstawiając (3.42) do (3.40) i wykonując proste przekształcenia dochodzimy do następującego wyrażenia na zmiany częstotliwości drgań (zmiany części urojonej pierwiastków równania charakterystycznego):

$$d\omega \cong - \frac{d(\varphi_A + \varphi_\beta)}{\frac{\partial(\varphi_A + \varphi_\beta)}{\partial\omega}} \quad (3.43)$$

W generatorach o schemacie blokowym z rys.3.2, wzmacniacz A ma bardzo szerokie pasmo przenoszenia. Można więc przyjąć, że dla częstotliwości równej częstotliwości drgań, faza wzmacniacza jest stała (równa zero), co pozwala napisać:

$$\frac{\partial\varphi_A}{\partial\omega} \cong 0 \quad (3.44)$$

Uwzględniając (3.44) i dzieląc stronami (3.43) przez ω_o otrzymuje się następujący, przybliżony wzór na względną wrażliwość częstotliwości drgań:

$$\frac{d\omega}{\omega_o} \cong - \frac{d\varphi_A + d\varphi_\beta}{\omega_o \frac{\partial\varphi_\beta}{\partial\omega}} \quad (3.45)$$

Rozpatrzmy teraz występującą w liczniku (3.45) różniczkę $d\varphi_\beta$, przedstawiającą zmiany fazy transmitancji β_s o postaci (3.4). Faza transmitancji (3.4) opisana jest wzorem:

$$\varphi_\beta = -\arctan(\gamma Q) \quad (3.46)$$

Różniczkę $d\varphi_\beta$ można przedstawić w postaci:

$$d\varphi_\beta = \sum_{k=1}^m \frac{\partial \varphi_\beta}{\partial p_k} dp_k = \sum_{k=1}^m \frac{\partial \varphi_\beta}{\partial \gamma} \frac{\partial \gamma}{\partial \omega_{sr}} \frac{\partial \omega_{sr}}{\partial p_k} dp_k + \sum_{k=1}^m \frac{\partial \varphi_\beta}{\partial Q} \frac{\partial Q}{\partial p_k} dp_k \quad (3.47)$$

gdzie przez p_k oznaczone są niezależne parametry transmitancji β_s .

Pochodna $\partial \varphi_\beta / \partial Q$ liczona w punkcie $\gamma = 0$ ($\omega = \omega_{sr}$) przyjmuje wartość:

$$\frac{\partial \varphi_\beta}{\partial Q} = \frac{\gamma}{1 + (\gamma Q)^2} = 0 \quad (3.48)$$

Oznacza to, że drugi składnik po prawej stronie równania (3.47) jest równy zeru.

Obliczając na podstawie (3.5) pochodną $\partial \gamma / \partial \omega_{sr}$ w punkcie $\omega = \omega_{sr}$ i uwzględniając (3.48), różniczka (3.47) przyjmuje postać:

$$d\varphi_\beta = -\frac{2}{\omega_{sr}} \frac{\partial \varphi_\beta}{\partial \gamma} \sum_{k=1}^m \frac{\partial \omega_{sr}}{\partial p_k} dp_k \quad (3.49)$$

Występująca w mianowniku wzoru (3.45) pochodna $\partial \varphi_\beta / \partial \omega$, określona w punkcie $\omega = \omega_{sr}$, może być przedstawiona jako:

$$\frac{\partial \varphi_\beta}{\partial \omega} = \frac{\partial \varphi_\beta}{\partial \gamma} \frac{\partial \gamma}{\partial \omega} = \frac{2}{\omega_{sr}} \frac{\partial \varphi_\beta}{\partial \gamma} \quad (3.50)$$

Biorąc pod uwagę (3.49), (3.50) oraz fakt, że częstotliwość drgań ω_o jest w przybliżeniu równa częstotliwości środkowej ω_{sr} , wzór (3.45) przyjmuje postać:

$$\frac{d\omega}{\omega_o} \cong -\frac{d\varphi_A}{\omega_{sr} \frac{\partial \varphi_\beta}{\partial \omega}} + \frac{1}{\omega_{sr}} \sum_{k=1}^m \frac{\partial \omega_{sr}}{\partial p_k} dp_k \quad (3.51)$$

Pierwszy składnik po prawej stronie równania (3.51) opisuje wpływ zmian fazy wzmacniacza na częstotliwość drgań. Wpływ ten jest tym mniejszy, im większa jest wartość pochodnej $\partial \varphi_\beta / \partial \omega$ (stromość charakterystyki fazowej transmitancji β_s). Dla wzmacniaczy prądowych uzyskuje się szersze pasmo przenoszenia niż dla wzmacniaczy napięciowych. Można więc łatwo uzyskać pasmo przenoszenia wzmacniacza A dużo szersze niż częstotliwość wytwarzanych drgań. Faza φ_A jest wówczas bardzo mało czuła na zmiany deterministycznych czynników destabilizujących, tzn. różniczka $d\varphi_A$ przyjmuje bardzo małe wartości. Z tego powodu o wrażliwości częstotliwości drgań na zmiany czynników deterministycznych decyduje głównie drugi składnik.

Z drugiego składnika po prawej stronie równania (3.51) wynika, że niestałość częstotliwości drgań spowodowana zmianą wartości parametrów p_k , opisujących transmitancję β_s , jest równa względnym zmianom pulsacji środkowej tej transmitancji. Wzór na pulsację środkową jest jednorodną funkcją rzędu -1 ze względu na rezystancje R_i i pojemności C_j bloku β_s . Dla tego typu funkcji prawdziwa jest następująca zależność, znana z teorii filtrów aktywnych:

$$\sum_{i=1}^r S_{R_i}^{\omega_{sr}} = \sum_{j=1}^c S_{C_j}^{\omega_{sr}} = -1 \quad (3.52)$$

gdzie r jest liczbą rezystorów w bloku β_s , natomiast c jest liczbą kondensatorów w tym bloku.

Sumowane wyrażenia są względnymi wrażliwościami częstotliwości środkowej na zmiany danej rezystancji lub pojemności i określone są wzorami:

$$S_{R_i}^{\omega_{sr}} = \frac{R_i}{\omega_{sr}} \frac{\partial \omega_{sr}}{\partial R_i} \quad (3.53)$$

$$S_{C_j}^{\omega_{sr}} = \frac{C_j}{\omega_{sr}} \frac{\partial \omega_{sr}}{\partial C_j} \quad (3.54)$$

Jeżeli względne zmiany wszystkich rezystancji R_i są sobie równe i względne zmiany wszystkich pojemności C_j są sobie równe, tzn.:

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{\Delta R_2}{R_2} = \dots = \frac{\Delta R}{R} \quad (3.55)$$

$$\frac{\Delta C_1}{C_1} = \frac{\Delta C_2}{C_2} = \dots = \frac{\Delta C}{C} \quad (3.56)$$

wówczas względne zmiany pulsacji środkowej opisuje zależność:

$$\frac{\Delta \omega_{sr}}{\omega_{sr}} \cong \sum_{i=1}^r S_{R_i}^{\omega_{sr}} \frac{\Delta R}{R} + \sum_{j=1}^c S_{C_j}^{\omega_{sr}} \frac{\Delta C}{C} = -\frac{\Delta R}{R} - \frac{\Delta C}{C} \quad (3.57)$$

Ze wzoru (3.57) wynika, że wpływ zmian rezystancji i wpływ zmian pojemności bloku β_s na częstotliwość środkową kompensuje się wzajemnie, gdy:

$$\frac{\Delta R}{R} = -\frac{\Delta C}{C} \quad (3.58)$$

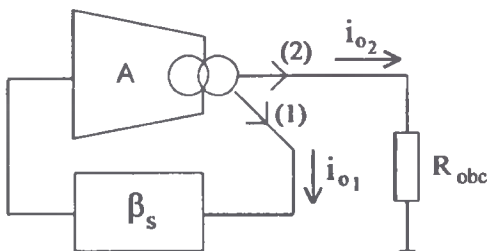
Tak więc względne zmiany rezystancji (jednakowe dla wszystkich rezystorów) i względne zmiany pojemności (jednakowe dla wszystkich kondensatorów) powinny być przeciwnego znaku, ale równe co do wartości bezwzględnej. Taką wzajemną kompensację można uzyskać w przypadku wpływu temperatury na częstotliwość środkową. Rezystory wykazują bowiem dodatni temperaturowy współczynnik rezystancji, natomiast kondensatory mogą mieć ujemny temperaturowy współczynnik pojemności o różnych wartościach bezwzględnych. Dotyczy to zarówno kondensatorów dyskretnych

nych, jak i kondensatorów występujących w układach scalonych. Lepszą, długoterminową stałość częstotliwości drgań generatorów prezentowanych w rozprawie uzyskuje się w przypadku, gdy rezystory i kondensatory decydujące o częstotliwości drgań są dyskretnymi elementami zewnętrznymi. Elementy dyskretne wykazują bowiem większą stałość parametrów (mniejszą wrażliwość na czynniki destabilizujące). Podane wnioski pokrywają się ze znanymi wnioskami, dotyczącymi projektowania generatorów i filtrów aktywnych RC.

3.4. Ograniczanie i stabilizacja amplitudy drgań, konwejer z symetrycznym ograniczeniem prądu wyjściowego

Sposób ograniczania i stabilizacji amplitudy drgań decyduje nie tylko o poziomie amplitudy i jej stałości, ale również o zniekształceniach harmonicznym wytwarzanego przebiegu sinusoidalnego. Jeśli chodzi o zniekształcenia, to pewne wnioski wynikają z analizy liniowej. W podrozdziale 3.2 przypomniano znany fakt, że zniekształcenia te są tym większe, im dalej od osi $j\omega$ w prawej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej s leżą pierwiastki równania charakterystycznego generatora. Dla danego położenia tych pierwiastków poziom zniekształceń zależy od mechanizmu ograniczania amplitudy drgań.

Poziom zniekształceń jest ponadto różny w różnych punktach układu. W generatorach pracujących w trybie napięciowym, sygnałem wyjściowym jest przeważnie napięcie na wyjściu wzmacniacza podtrzymującego drgania. W tym miejscu zniekształcenia są zwykle większe niż na wejściu wzmacniacza, co jest niekorzystne. W układach wzmacniaczy prądowych można, jak wiadomo, łatwo utworzyć dwa lub więcej wyjść równoległych. Dołączając obwód selektywnego sprzężenia zwrotnego do jednego z wyjść i wykorzystując inne wyjście wzmacniacza jako wyjście generatora uzyskuje się taki efekt, jak gdyby na wyjście generatora dołączony został dodatkowy filtr środkowoprzepustowy o częstotliwości środkowej równej częstotliwości drgań. Zilustrowano to na rys.3.4.



Rys.3.4. Schemat blokowy generatora ze wzmacniaczem prądowym o dwóch wyjściach równoległych

Założmy, że właściwości liniowe prądowej funkcji przejścia dla obu wyjść wzmacniacza są identyczne oraz założmy, że blok sprzężenia zwrotnego β_s jest liniowy. Założmy ponadto, że nieliniowe właściwości wykazuje tylko stopień końcowy wyjścia pierwszego (1). Źródłem zniekształceń harmonicznym jest więc wyjście (1). Dla wzmacniacza A o dostatecznie szerokim pasmie przenoszenia, zawartość harmoniczn-

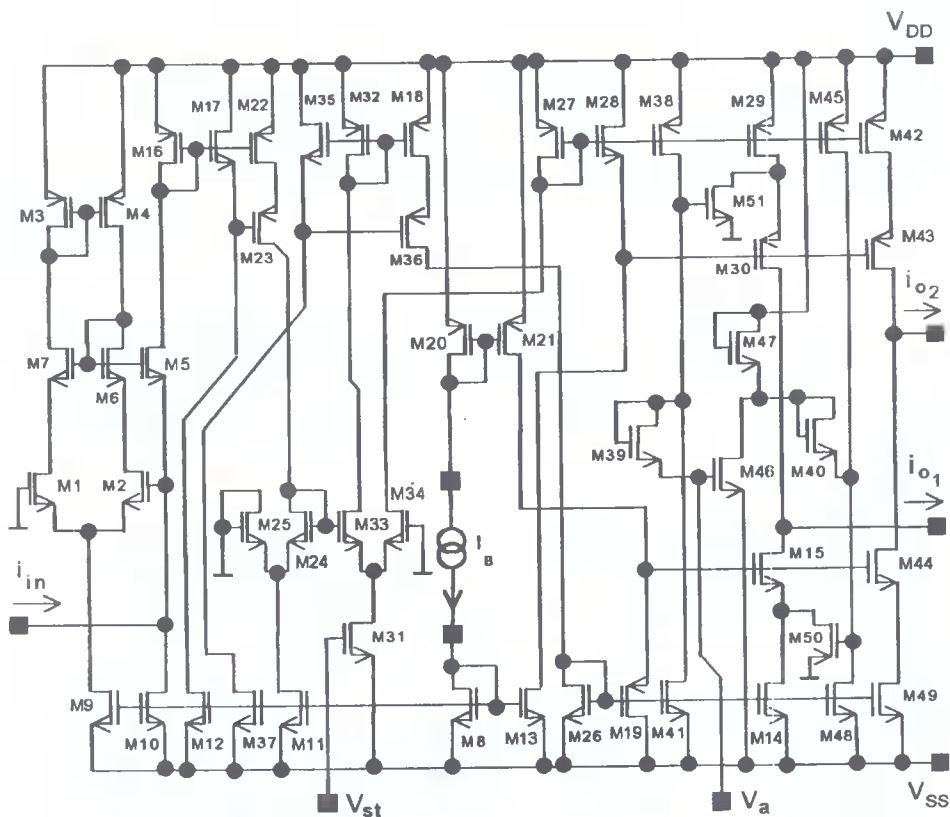
nych na wyjściu (2) jest taka sama jak na wejściu wzmacniacza. Poszczególne harmoniczne generowanego przebiegu są przenoszone z wyjścia (1) na wejście wzmacniacza przez transmitancję β_s , która ma charakter środkowoprzepustowy. Oznacza to, że prąd wejściowy wzmacniacza i tym samym prąd i_{o2} na wyjściu liniowym mają mniejsze zniekształcenia harmoniczne niż prąd i_{o1} na wyjściu nieliniowym.

Środkowoprzepustowa transmitancja β_s tłumi składowe harmoniczne tym silniej, im wyższa harmoniczna. Z tego powodu jest pożądane, by nieliniowość stopnia końcowego wyjścia (1) była opisana funkcją nieparzystą, tzn. funkcją, dla której $F(-x) = -F(x)$. Szereg potęgowy przedstawiający taką funkcję nie zawiera składników z parzystymi wykładnikami, co oznacza widmo bez parzystych harmonicznych częstotliwości podstawowej. W przypadku generatora z rys.3.4 brak drugiej harmonicznej w widmie generowanego sygnału daje większą różnicę w poziomie zniekształceń harmonicznych między wyjściem (2) a wyjściem (1). Możliwe jest wówczas uzyskanie relatywnie małych zniekształceń na wyjściu (2), $h \approx 1\%$ i jednocześnie relatywnie dużej wartości części rzeczywistej pierwiastków równania charakterystycznego, zapewniającej mały szum fazowy.

W klasycznych generatorach pracujących w trybie napięciowym, do ograniczania i stabilizacji amplitudy drgań wykorzystuje się często dodatkową pętlę automatycznej regulacji odpowiedniego parametru, np. automatycznej regulacji wzmocnienia. W rozwiązaniach starszego typu pętla taka charakteryzuje się odpowiednio dużą bezwładnością (duża stała czasowa) po to, by nie reagować na zmiany wartości chwilowych, reagując tylko na zmiany amplitudy, obserwowane w większych przedziałach czasu. Zniekształcenia harmoniczne wytwarzanych drgań są tym mniejsze, im większa jest wartość stałej czasowej pętli. Dla stałej czasowej powyżej pewnej wartości pętla traci jednak stabilność. Z tego powodu nie da się uzyskać bardzo małych zniekształceń harmonicznych. Typowe zniekształcenia w takich układach są nieco mniejsze niż 1%. Przy przestrajaniu częstotliwości stała czasowa powinna być odpowiednio zmieniana, co jest wadą tego rozwiązania. Pętla taka nie reaguje ponadto na szybkie wahania i zakłócenia amplitudy drgań. W pracach [125-137] prezentowane są układy szybkiej, automatycznej regulacji amplitudy. Stosując takie układy można uzyskać mniejsze zniekształcenia harmoniczne ($h < 0.1\%$). Są to jednak albo rozwiązania skomplikowane [130-132], albo rozwiązania, które wymagają jako sygnałów wejściowych dwóch lub więcej przebiegów sinusoidalnych o jednakowych amplitudach i jednakowo przesuniętych w fazie [129, 134-137]. Największą skuteczność stabilizacji amplitudy i najmniejsze zniekształcenia harmoniczne uzyskuje się stosując jednocześnie pętlę wolnej i pętlę szybkiej regulacji amplitudy, co prowadzi do jeszcze bardziej skomplikowanych układów.

Generatory prezentowane w niniejszej pracy wykorzystują ideę nieliniowego ograniczania amplitudy pokazaną na rys.3.4. Jest to rozwiązanie proste, pozwalające uzyskać lepsze parametry wytwarzanego sygnału niż w generatorach napięciowych z nieliniowym mechanizmem ograniczania amplitudy.

Na rys.3.5 pokazano schemat wzmacniacza prądowego o dwóch wyjściach (i_{o1}) i (i_{o2}), który będzie wykorzystywany jako wzmacniacz podtrzymujący drgania i ograniczający ich amplitudę. Układ ten jest rozbudowaną wersją konwejera CCII- z elektroniczną regulacją wzmocnienia, pokazanego na rys.2.25. Tak jak w układzie z rys.2.25, małosygnalowe wzmocnienie prądowe jest regulowane za pomocą napięcia oznaczonego jako V_{st} . Wejście Y jest zwarte do masy (bramka tranzystora M1), natomiast zacisk X jest wyjściem wzmacniacza.



Rys. 3.5. Wzmacniacz prądowy o dwóch wyjściach (liniowym i nieliniowym) z elektroniczną regulacją wzmocnienia i elektroniczną regulacją poziomu ograniczania amplitudy na wyjściu nieliniowym

Wyjście liniowe jest identyczne jak w konwejerze z rys.2.25 (zwierciadło M27, M28, M42, M43 i zwierciadło M26, M19, M49, M44). Transmitancja prądowa dla tego wyjścia (i_{o2} / i_{in}) charakteryzuje się dobrą liniowością.

Wyjście nieliniowe jest zbudowane na dwóch zwierciadłach komplementarnych, tzn. zwierciadło M27, M28, M29, M30 i zwierciadło M26, M19, M14, M15. Jego właściwości nieliniowe wynikają z obecności tranzystorów M51 i M50. Tranzystory te, w momencie gdy zaczynają przewodzić, pobierają prąd odpowiednio z węzła drenu tranzystora M29 i drenu tranzystora M14. W rezultacie prąd drenu tranzystora M15 jest różnicą prądów drenu tranzystorów M29 i M51, a prąd drenu tranzystora M14 jest różnicą prądów drenu tranzystorów M14 i M50. Tranzystor M51 zaczyna przewodzić, gdy prąd doprowadzany przez zwierciadło pomocnicze M27, M28, M38 oraz zwierciadło pomocnicze M26, M19, M41 do zacisku drenu tranzystora M39 osiąga pewną wartość progową, przy której spadek napięcia na "diodzie M39" daje na wejściu tranzystora M51 wartość $V_{GS} = V_T$. Napięcie V_{GS} tranzystora M51 zależy zarówno od prądu obu zwierciadeł, proporcjonalnego do prądu i_{o2} na wyjściu liniowym konwejera, jak i od napięcia zewnętrznego V_a . Zmieniając wartość napięcia V_a uzyskuje się inną wartość prądu i_{o2} , przy której tranzystor M51 zaczyna przewodzić, tzn. uzyskuje się

zmianę poziomu ograniczania prądu wyjściowego tranzystora M30. W ten sposób ograniczany jest prąd wyjściowy i_{O1} od strony wartości dodatnich. Identyczny jest mechanizm ograniczania prądu wyjściowego od strony wartości ujemnych. Spadek napięcia na "diodzie M40" zależy od prądu doprowadzonego do zacisku źródła tranzystora M40 przez zwierciadło pomocnicze M27, M28, M45 oraz zwierciadło pomocnicze M26, M19, M48. Prąd ten jest proporcjonalny do prądu na wyjściu liniowym konwejera. Do drenu tranzystora M40 doprowadzane jest napięcie $-V_a$ za pomocą wtórnika napięciowego odwracającego, zbudowanego z tranzystorów M46, M47. Zmiany napięcia zewnętrznego V_a powodują zmiany napięcia $-V_a$ i wpływają na poziom ograniczania prądu drenu tranzystora M15. Projektując odpowiednio układ można uzyskać w przybliżeniu symetryczne (jednakowe dla wartości dodatnich i ujemnych) ograniczanie prądu i_{O1} .

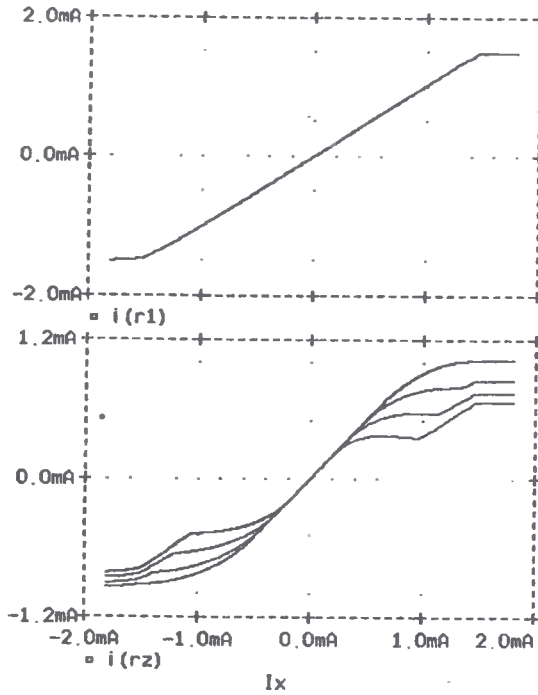
Tak więc wzmacniacz z rys.3.5 ma elektroniczną regulację dwóch parametrów. Pierwszym z nich jest małosygnalowe wzmocnienie prądowe (parametr identyczny dla obu wyjść). Można je regulować za pomocą napięcia V_{st} . Drugim regulowanym parametrem jest poziom ograniczania prądu na wyjściu nieliniowym. Poziom ten zależy od napięcia V_a . Zmiany napięcia V_a nie wpływają na wartość wzmocnienia prądowego, natomiast zmiany V_{st} zmieniają poziom ograniczania prądu. Wykorzystując oba napięcia V_a i V_{st} można uzyskać żądane wartości wzmocnienia i poziomu ograniczania.

Badania symulacyjne wzmacniacza z rys.3.5 przeprowadzono dla $V_{DD} = 3.3V$, $V_{SS} = -3.3V$, $I_B = 500\mu A$ oraz następujących wymiarów geometrycznych tranzystorów: $(W/L)_{M1} = 100$, $(W/L)_{M2} = 100$, $(W/L)_{M3} = 260$, $(W/L)_{M4} = 240$, $(W/L)_{M5} = 350$, $(W/L)_{M6} = 50$, $(W/L)_{M7} = 50$, $(W/L)_{M8} = 20$, $(W/L)_{M9} = 8$, $(W/L)_{M10} = 56$, $(W/L)_{M11} = 56$, $(W/L)_{M12} = 2$, $(W/L)_{M13} = 4$, $(W/L)_{M14} = 90$, $(W/L)_{M15} = 160$, $(W/L)_{M16} = 220$, $(W/L)_{M17} = 100$, $(W/L)_{M18} = 85$, $(W/L)_{M19} = 18$, $(W/L)_{M20} = 20$, $(W/L)_{M21} = 2$, $(W/L)_{M22} = 110$, $(W/L)_{M23} = 350$, $(W/L)_{M24} = 100$, $(W/L)_{M25} = 100$, $(W/L)_{M26} = 78$, $(W/L)_{M27} = 138$, $(W/L)_{M28} = 14$, $(W/L)_{M29} = 159$, $(W/L)_{M30} = 300$, $(W/L)_{M31} = 56$, $(W/L)_{M32} = 87$, $(W/L)_{M33} = 100$, $(W/L)_{M34} = 100$, $(W/L)_{M35} = 100$, $(W/L)_{M36} = 350$, $(W/L)_{M37} = 2$, $(W/L)_{M38} = 159$, $(W/L)_{M39} = 6$, $(W/L)_{M40} = 6$, $(W/L)_{M41} = 90$, $(W/L)_{M42} = 159$, $(W/L)_{M43} = 300$, $(W/L)_{M44} = 160$, $(W/L)_{M45} = 159$, $(W/L)_{M46} = 200$, $(W/L)_{M47} = 200$, $(W/L)_{M48} = 90$, $(W/L)_{M49} = 90$, $(W/L)_{M50} = 23$, $(W/L)_{M51} = 11$.

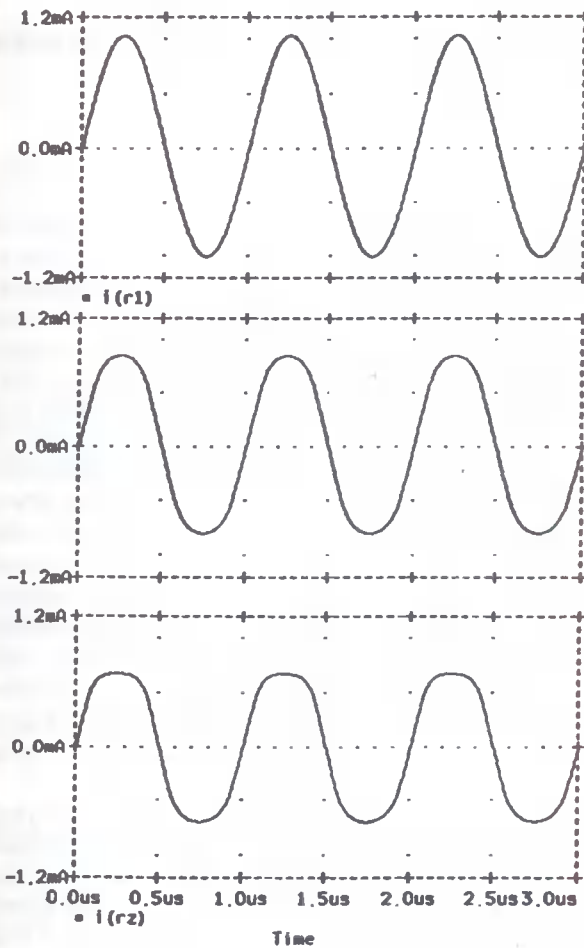
Wyniki symulacji przedstawione są na rys.3.6 i rys.3.7. Na rys.3.6 pokazano wpływ napięcia sterującego V_a na kształt prądowej charakterystyki przejściowej dla wyjścia nieliniowego (rysunek dolny). Wpływ ten polega na regulacji poziomu ograniczania prądu wyjściowego. Bez zmian pozostaje natomiast wzmocnienie dla małych sygnałów. Podane krzywe dotyczą czterech wartości napięcia V_a , tj.: $V_a = -2.3V$ (poziom ograniczania prądu jest najwyższy), $V_a = -1.9V$, $V_a = -1.5V$ oraz $V_a = -1.1V$ (poziom ograniczania prądu jest najmniejszy). Zauważmy, że uzyskane charakterystyki mają kształty odpowiadające funkcji nieparzystej, tj. są w przybliżeniu symetryczne względem początku układu współrzędnych. Jak już wcześniej wspomniano, taki kształt jest pożądany ze względu na minimalizację współczynnika zniekształceń harmonicznych generowanych drgań (wyjście liniowe wzmacniacza). Przebieg górny na rys.3.6 jest przejściową charakterystyką prądową dla wyjścia liniowego. Kształt tej charakterystyki jest taki sam, jak w przypadku konwejera z rys.2.25 i nie zależy od napięcia V_a .

Na rys.3.7 zilustrowano efekt ograniczania prądu na wyjściu nieliniowym dla przypadku, gdy prąd wejściowy ma kształt sinusoidy o amplitudzie $1mA$ i częstotliwości

1MHz. Wykres górny przedstawia prąd na wyjściu liniowym (i_{o2}), wykres środkowy prąd na wyjściu nieliniowym (i_{o1}) dla napięcia $V_a = -2.1V$, a wykres dolny prąd i_{o1} dla napięcia $V_a = -1.7V$. Porównując przebieg środkowy i dolny widać, że poziom ograniczania amplitudy prądu i_{o1} zależy od napięcia V_a . Widać również, że ograniczanie jest mniej więcej symetryczne, tzn. na tym samym poziomie dla wartości dodatnich i ujemnych. Prąd i_{o2} na wyjściu liniowym (przebieg górny) jest natomiast sinusoidą o małych zniekształceniach harmonicznym.



Rys.3.6. Charakterystyki przejściowe dwuwyjściowego wzmacniacza prądowego z niezależną regulacją wzmocnienia i niezależną regulacją poziomu ograniczania prądu wyjściowego:
 a) prąd na wyjściu liniowym jako funkcja prądu wejściowego (przebieg górny),
 b) prąd na wyjściu nieliniowym jako funkcja prądu wejściowego (przebieg dolny), dla różnych wartości napięcia sterującego V_a



Rys.3.7. Prądy na obu wyjściach wzmacniacza z rys.3.5 dla sinusoidalnego prądu wejściowego o parametrach $|i_{in}| = 1mA$, $f = 1MHz$:

- prąd i_{o2} na wyjściu liniowym (wykres górny),
- prąd i_{o1} na wyjściu nieliniowym dla $V_a = -2.1V$ (wykres środkowy),
- prąd i_{o1} na wyjściu nieliniowym dla $V_a = -1.7V$ (wykres dolny)

4. Układy generatorów o częstotliwości drgań przestrajanej za pomocą dodatkowego wzmacniacza

4.1. Wprowadzenie

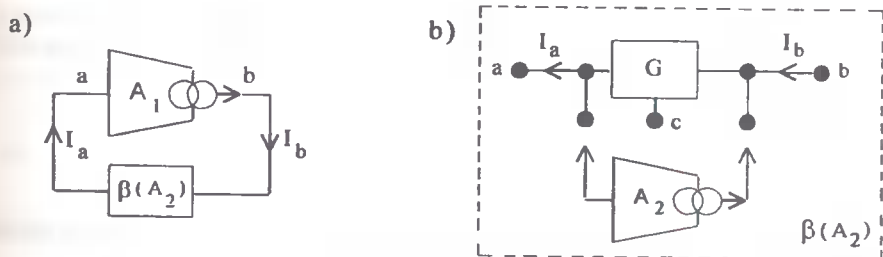
Pod pewnymi względami układy generatorów RC są podobne do filtrów aktywnych RC. Filtr drugiego rzędu o nieskończonej dużej dobroci Q biegunów funkcji przenoszenia traci stabilność, tzn. zaczyna generować drgania. W odróżnieniu od takiego niestabilnego filtra, przebiegi wytwarzane w generatorze muszą się charakteryzować dobrą stałością parametrów, przede wszystkim dobrą stałością częstotliwości. Generator może być układem prostszym niż filtr, tzn. może zawierać mniejszą liczbę elementów, ponieważ jest to układ, który nie ma wejścia. W przypadku generatorów drugiego rzędu wystarczy, że blok selektywny zawiera dwa rezystory i dwa kondensatory (im mniej rezystorów, tym mniejszy szum fazowy). Problem przestrajania częstotliwości drgań w generatorze jest podobny do przestrajania częstotliwości środkowej filtru aktywnego.

Przestrajanie częstotliwości drgań może być realizowane przez zmiany wzmocnienia dodatkowego wzmacniacza (A_2), wchodzącego w skład bloku sprzężenia zwrotnego obejmującego wzmacniacz podtrzymujący drgania (A_1). Dobre właściwości generatora można uzyskać tylko w układach, w których część urojona pierwiastków równania charakterystycznego (pulsacja drgań), regulowana przez zmiany A_2 , jest nieczuła na zmiany wzmocnienia A_1 , natomiast zmiany wzmocnienia A_2 nie powodują zmian części rzeczywistej tych pierwiastków. Inaczej mówiąc, zmiany A_2 powinny przesuwają pierwiastki równania charakterystycznego wzdłuż osi $j\omega$, a zmiany A_1 prostopadle do osi $j\omega$.

Ze względu na szумы i zakłócenia istotne jest, by w układzie nie było żadnej pętli sprzężenia zwrotnego o charakterze górnoprzepustowym. Pętla o charakterze górnoprzepustowym stwarza ponadto niebezpieczeństwo pojawienia się pasożytniczych oscylacji (nakładają się na generowany przebieg). Granica między wysokim poziomem szumów a pasożytniczymi oscylacjami o bardzo małej amplitudzie jest często płynna. Generowany przebieg pasożytniczy niekoniecznie musi mieć postać regularnego przebiegu okresowego. Może to być przebieg o przypadkowo zmieniającej się amplitudzie i fazie (*chaos*). Drgania chaotyczne są ostatnio przedmiotem wielu prac z zakresu nieliniowych układów dynamicznych (nie tylko elektronicznych). W generatorze przestrajonym za pomocą dodatkowego wzmacniacza istnieją przynajmniej dwie pętle sprzężenia zwrotnego. Żadna z tych pętli nie powinna mieć charakteru górnoprzepustowego.

4.2. Proste układy z aktywną pętlą sprzężenia zwrotnego

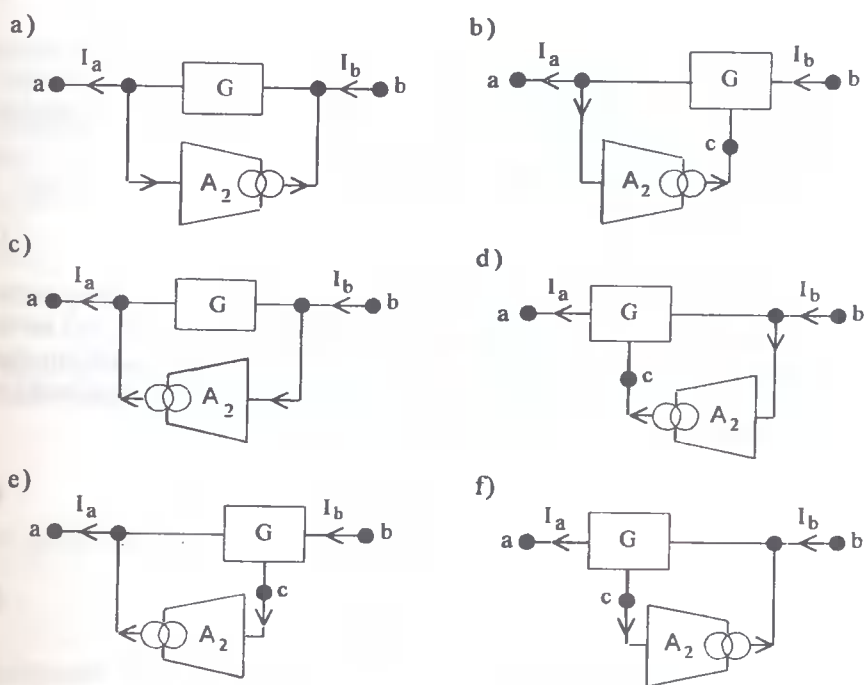
Rozpatrzmy układ o schemacie blokowym pokazanym na rys.4.1, gdzie A_1 jest wzmacniaczem prądowym podtrzymującym i ograniczającym drgania, a $\beta(A_2)$ aktywnym blokiem selektywnego sprzężenia zwrotnego. Wzmacniacz A_1 jest układem o dwóch wyjściach, przy czym drugie wyjście (liniowe) służy tylko do wyprowadzenia prądu na zewnątrz i nie jest zaznaczone na rysunku. Wyjście oznaczone jako b jest wyjściem ograniczającym amplitudę drgań (wyjście nieliniowe).



Rys.4.1. Schemat blokowy generatora przestrajanego za pomocą wzmacniacza A_2

Przeanalizujemy przypadek, gdy blok $\beta(A_2)$ jest zbudowany z trójnika pasywnego G oraz wzmacniacza prądowego A_2 , włączonego między dwa zaciski trójnika G , co symbolicznie pokazano na rys.4.1.b.

Sześć możliwych sposobów połączenia wzmacniacza A_2 z trójnikiem G pokazano na rys.4.2.



Rys.4.2. Możliwe sposoby połączenia pasywnego trójnika G i wzmacniacza A_2

Wzmacniacz prądowy charakteryzuje się, jak wiadomo, małą wartością impedancji wejściowej i nie należy łączyć równolegle wejść kilku wzmacniaczy. Dla schematów a oraz b z rys.4.2, wejścia wzmacniaczy A_1 i A_2 są połączone równolegle (węzeł a). Z tego powodu układy a i b nie nadają się do realizacji praktycznej.

W układzie o schemacie *c*, mała wartość impedancji wejściowej wzmacniacza A_2 bocznikuje wejście *b* trójkąta G. Oznacza to, że prąd I_a jest w przybliżeniu równy $A_2 I_b$, a transmitancja $\beta(A_2)$ jest równa:

$$\beta(A_2) = \frac{I_a}{I_b} \cong A_2 \quad (4.1)$$

Transmitancja (4.1) nie ma właściwości selektywnych, a więc układ z blokiem sprzężenia zwrotnego o schemacie *c* nie może generować drgań.

Dla połączenia jak na rysunku *d*, transmitancja $\beta(A_2)$ wyraża się wzorem:

$$\beta(A_2) \cong A_2 G_{ca} \quad (4.2)$$

gdzie G_{ca} jest prądową funkcją przejścia z zacisku *c* do *a* trójkąta G przy zwartym do masy zacisku *b*.

Uwzględniając (4.2), równanie zamkniętej pętli generatora przyjmuje postać:

$$A_1 \beta(A_2) \cong A_1 A_2 G_{ca} = 1 \quad (4.3)$$

która jest identyczna, jak dla generatora z jednym wzmacniaczem o wzmocnieniu $A = A_1 A_2$. Widać więc, że wprowadzenie wzmacniacza A_2 nie wnosi nic nowego, jeśli chodzi o możliwość przestrajania częstotliwości drgań (niemożliwe jest przestrajanie częstotliwości przez zmiany A_2).

Dla schematu *e*, transmitancja $\beta(A_2)$ opisana jest wzorem:

$$\beta(A_2) = G_{ba} + G_{bc} A_2 \quad (4.4)$$

gdzie G_{ba} jest transmitancją prądową z zacisku *b* do *a* trójkąta G przy zacisku *c* zwartym do masy, a G_{bc} jest transmitancją prądową z zacisku *b* do *c* przy zacisku *a* zwartym do masy. Dla transmitancji G_{ba} i G_{bc} drugiego rzędu, odrzucając rozwiązania z transmitancjami o charakterze górnoprzepustowym, przestrajanie częstotliwości przez zmiany A_2 jest możliwe tylko, gdy G_{ba} i G_{bc} mają postać:

$$G_{ba} = \frac{s\omega_{sr}d}{s^2 + s\frac{\omega_{sr}}{Q} + \omega_{sr}^2} \quad (4.5)$$

$$G_{bc} = \frac{e}{s^2 + s\frac{\omega_{sr}}{Q} + \omega_{sr}^2} \quad (4.6)$$

gdzie d i e są współczynnikami rzeczywistymi, s jest zmienną zespoloną, Q dobrocią, a ω_{sr} pulsacją środkową.

Podstawiając (4.5) i (4.6) do (4.4), z równania zamkniętej pętli $A_1 \beta(A_2) = 1$ otrzymuje się, po prostych przekształceniach, następujące równanie charakterystyczne generatora:

$$s^2 + s\omega_{sr}\left(\frac{1}{Q} - A_1 d\right) + \omega_{sr}^2 - eA_1 A_2 = s^2 + sb + \omega_o^2 = 0 \quad (4.7)$$

Pierwiastki równania (4.7) leżą na osi $j\omega$ (liniowy warunek generacji drgań sinusoidalnych o stałej amplitudzie), gdy współczynnik b w tym równaniu jest równy zero, co prowadzi do warunku:

$$A_1 = \frac{1}{Qd} \quad (4.8)$$

Pulsacja drgań określona jest wzorem:

$$\omega_o = \sqrt{\omega_{sr}^2 - eA_1A_2} \quad (4.9)$$

i może być przestrajana przez zmiany A_2 . Pulsacja ta zależy niestety również od wzmocnienia A_1 . Tak więc wszelkie zmiany A_1 (przypadkowe i systematyczne) wpływają na częstotliwość drgań, pogarszając jej stałość. Jest to przypadek, gdy przemieszczenie pierwiastków równania charakterystycznego, spowodowane zmianą A_1 , nie jest prostopadłe do osi $j\omega$.

Dla schematu f na rys.4.2, transmitancja $\beta(A_2)$ opisana jest wzorem:

$$\beta(A_2) = \frac{G_{ba}}{1 - G_{bc}A_2} \quad (4.10)$$

Odrzucając przypadki z transmitancją typu górnoprzepustowego, możliwość przestrajania częstotliwości przez zmiany A_2 istnieje tylko dla funkcji drugiego rzędu G_{ba} i G_{bc} danych wzorami (4.5) i (4.6). Wstawiając (4.5) i (4.6) do (4.10) otrzymuje się:

$$\beta(A_2) = \frac{s\omega_{sr}d}{s^2 + s\frac{\omega_{sr}}{Q} + \omega_{sr}^2 - eA_2} = \frac{s a \omega_o}{s^2 + s\frac{\omega_o}{Q_o} + \omega_o^2} \quad (4.11)$$

Transmitancja $\beta(A_2)$ ma charakter środkowoprzepustowy, jej pulsacja środkowa jest równa pulsacji drgań ω_o i opisana jest wzorem:

$$\omega_o = \sqrt{\omega_{sr}^2 - eA_2} \quad (4.12)$$

dobroć Q_o opisana jest wzorem:

$$Q_o = \frac{\omega_o}{\omega_{sr}} Q \quad (4.13)$$

a współczynnik a wzorem:

$$a = \frac{\omega_{sr}}{\omega_o} d \quad (4.14)$$

Uwzględniając (4.11), równanie zamkniętej pętli $A_1\beta(A_2) = 1$ prowadzi do równania charakterystycznego generatora o postaci:

$$s^2 + s\omega_{sr}\left(\frac{1}{Q} - A_1 d\right) + \omega_{sr}^2 - eA_2 = 0 \quad (4.15)$$

Pierwiastki równania (4.15) opisane są zależnością:

$$s_{1,2} = \frac{1}{2}\omega_{sr}\left(A_1 d - \frac{1}{Q}\right) \pm j\sqrt{\omega_{sr}^2 - eA_2 - \frac{\omega_{sr}^2\left(\frac{1}{Q} - A_1 d\right)^2}{4}} = \sigma_o \pm j\omega_o \quad (4.16)$$

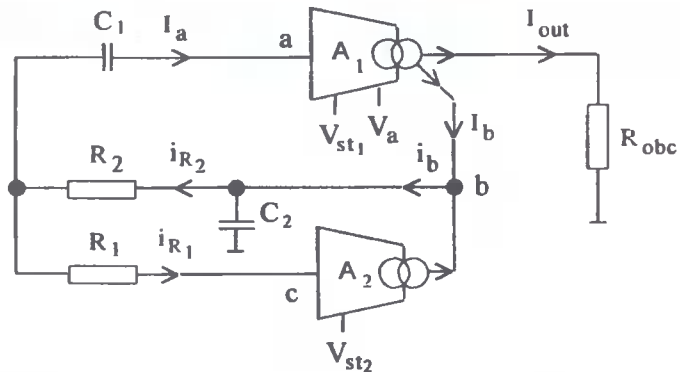
Można łatwo sprawdzić, że część urojona pierwiastków (4.16) (pulsacja drgań) wykazuje zerową wrażliwość na zmiany A_1 w punktach $s_{1,2} = \pm j\omega_o$, tzn. punktach, gdzie:

$$\frac{1}{Q} - A_1 d = 0 \quad (4.17)$$

Podsumowując można stwierdzić, że spośród schematów pokazanych na rys.4.2, tylko układ f umożliwi realizację generatora, przestrajanego przez zmiany A_2 , o dobrej stałości częstotliwości drgań. Zmieniając A_2 za pomocą napięcia otrzymujemy generator przestrajany napięciem (GPN).

4.3. Przykład generatora przestrajanego napięciem

Na rys.4.3 przedstawiono przykład realizacji generatora o schemacie blokowym pokazanym na rys.4.2f.



Rys.4.3. Generator przestrajany za pomocą wzmacniacza A_2

Wzmacniaczem podtrzymującym drgania (A_1) jest układ o dwóch wyjściach z rys.3.5, umożliwiający regulację wzmocnienia za pomocą napięcia V_{st1} i regulację poziomu ograniczania amplitudy za pomocą napięcia V_a . Zmieniając napięcie V_{st1} , re-

gulgujemy zniekształcenia harmoniczne, a zmieniając napięcie V_a regulujemy amplitudę drgań. Jako wzmacniacz przestrający częstotliwość drgań wykorzystano konwejer CCII- z rys.2.25. Częstotliwość drgań można zmieniać za pomocą napięcia V_{st2} , które wpływa na wartość wzmocnienia A_2 . Rezystory R_1 , R_2 i kondensatory C_1 , C_2 są dyskretnymi elementami zewnętrznymi.

Traktując impedancje wejściowe obu wzmacniaczy jako pomijalnie małe można napisać następujące zależności dotyczące części pasywnej generatora:

$$i_{R_2} = i_b \frac{\frac{1}{sC_2}}{\frac{1}{sC_2} + R_2 + \frac{\frac{R_1}{sC_1}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}}} = i_b \frac{1 + sC_1R_1}{s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1R_1 + C_2R_2 + C_2R_1) + 1} \quad (4.18)$$

$$I_a = i_{R_2} \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = i_{R_2} \frac{sC_1R_1}{1 + sC_1R_1} \quad (4.19)$$

$$i_{R_1} = i_{R_2} \frac{\frac{1}{sC_1}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = i_{R_2} \frac{1}{1 + sC_1R_1} \quad (4.20)$$

Wstawiając (4.18) do (4.19) i (4.20), a następnie dzieląc oba równania stronami przez i_b otrzymuje się transmitancje prądowe G_{ba} i G_{bc} , opisujące trójkąt pasywny oznaczony na rys.4.2f jako G. Transmitancje te przyjmują postać:

$$G_{ba} = \frac{I_a}{i_b} = \frac{sC_1R_1}{s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1R_1 + C_2R_2 + C_2R_1) + 1} \quad (4.21)$$

$$G_{bc} = \frac{i_{R_1}}{i_b} = \frac{1}{s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1R_1 + C_2R_2 + C_2R_1) + 1} \quad (4.22)$$

Wstawiając (4.21), (4.22) do (4.10) otrzymujemy następującą transmitancję opisującą sprzężenie zwrotne generatora:

$$\beta(A_2) = \frac{sC_1R_1}{s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1R_1 + C_2R_2 + C_2R_1) + 1 - A_2} = \frac{s\alpha\omega_o}{s^2 + s\frac{\omega_o}{Q_o} + \omega_o^2} \quad (4.23)$$

gdzie pulsacja środkowa ω_o , równa w przybliżeniu pulsacji drgań, wyraża się wzorem:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1 - A_2}{R_1C_1R_2C_2}} \quad (4.24)$$

dobroć Q_o wzorem:

$$Q_o = \frac{\sqrt{(1-A_2)R_1C_1R_2C_2}}{C_1R_1 + C_2R_2 + C_2R_1} \quad (4.25)$$

a współczynnik a wzorem:

$$a = \sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_2(1-A_2)}} \quad (4.26)$$

Wprowadzając oznaczenia:

$$m = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.27)$$

$$n = \frac{C_1}{C_2}, \quad (4.28)$$

parametry ω_o , Q_o oraz a można przedstawić jako:

$$\omega_o = \frac{1}{R_1C_2\sqrt{mn}} \sqrt{1-A_2} \quad (4.29)$$

$$Q_o = \frac{\sqrt{mn}}{1+m+n} \sqrt{1-A_2} \quad (4.30)$$

$$a = \sqrt{\frac{n}{m}} \frac{1}{\sqrt{1-A_2}} \quad (4.31)$$

Jak pokazano w podrozdziale 3.2, szum fazowy jest odwrotnie proporcjonalny do aQ^2 , przy czym w omawianym przypadku jako dobroć Q należy podstawić Q_o . Na podstawie (4.30) i (4.31) otrzymuje się:

$$aQ_o^2 = \frac{n\sqrt{mn}}{(1+m+n)^2} \sqrt{1-A_2} = W\sqrt{1-A_2} \quad (4.32)$$

Dla ustalonego n można pokazać, że współczynnik W we wzorze (4.32) osiąga wartość maksymalną, gdy:

$$m = \frac{1+n}{3} \quad (4.33)$$

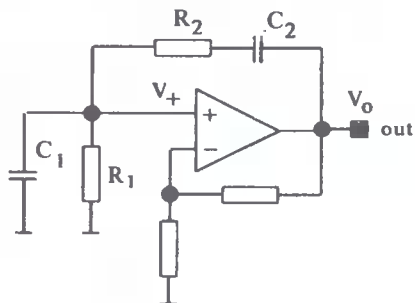
Przykładowe wartości współczynnika W dla różnych wartości zmiennej n , przy zmiennej m dobranej zgodnie ze wzorem (4.33), podano w tabeli 6. Jak widać z tej tabeli, współczynnik W rośnie ze wzrostem n . Wzrost ten ma charakter funkcji wypukłej w górę, tzn. jest coraz wolniejszy w miarę zwiększania n .

Dla porównania warto w tym miejscu przypomnieć możliwości pod tym względem klasycznego generatora z mostkiem Wiena, pracującego w trybie napięciowym, pokazanego na rys.4.4.

Tabela 6

Wartości współczynnika W , charakteryzującego szum fazowy generatora, w zależności od parametrów n i m

n	1	1.5	2	3	4	5	6	8	10	14	20	89
m	0.67	0.83	1	1.33	1.67	2	2.33	3	3.67	5	7	30
W	0.12	0.15	0.18	0.21	0.23	0.25	0.26	0.27	0.28	0.3	0.31	0.32



Rys.4.4. Generator z mostkiem Wiena pracujący w trybie napięciowym

Wykorzystując oznaczenia (4.27) i (4.28), gałąź selektywnego sprzężenia zwrotnego generatora z rys.4.4 można opisać transmitancją napięciową o postaci:

$$\beta_s = \frac{V_+}{V_o} = \frac{sa\omega_o}{s^2 + s\frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2} \quad (4.34)$$

gdzie:

$$\omega_o = \frac{1}{R_1 C_2 \sqrt{mn}} \quad (4.35)$$

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{1 + m + n} \quad (4.36)$$

$$a = \frac{1}{\sqrt{mn}} \quad (4.37)$$

Ze wzorów (4.36), (4.37) widać, że:

$$aQ^2 = \frac{\sqrt{mn}}{(1 + m + n)^2} \quad (4.38)$$

Rozważania na temat szumu fazowego prowadzone w podrozdziale 3.2 dotyczyły generatorów pracujących w trybie prądowym. Postępując analogicznie można pokazać, że szum fazowy w generatorze pracującym w trybie napięciowym jest również odwrotnie proporcjonalny do aQ^2 .

Wyrażenie (4.38) osiąga maksimum, równe $aQ^2 = 0.125$, gdy $m = n = 0.5$. Dla $m = n = 1$ uzyskuje się nieco mniejszą wartość, tj. $aQ^2 = 0.11$. Porównując te wyniki z tabelą 6 widać, że w generatorze z rys.4.3 można uzyskać lepszą krótkoterminową stałość częstotliwości wytwarzanych drgań.

Szczegółowe badania symulacyjne generatora z rys.4.3 przeprowadzono dla $R_1 = 220\Omega$, $R_2 = 430\Omega$, $C_1 = 2nF$ i $C_2 = 390pF$. W rezultacie współczynniki n i m wynoszą $n = C_1/C_2 \cong 5$, $m = R_2/R_1 \cong 2$. Z tabeli 6 wynika, że współczynnik W , występujący we wzorze (4.32), jest równy $W \cong 0.25$. Wzmacniacz przestrajający częstotliwość (układ pokazany na rys.2.25) został zaprojektowany tak, by jego wzmocnienie można było zmieniać w przedziale $0 < A_2 < 1$, a zniekształcenia nieliniowe były najmniejsze dla wzmocnienia $A_2 \cong 0.75$. Z tego powodu zaprojektowano szersze kanały tranzystorów M26, M27, tzn. $(W/L)_{M26} = 115$, $(W/L)_{M27} = 208$, w porównaniu z układem testowanym w podrozdziale 2.3.2. Tak jak we wszystkich badaniach symulacyjnych prowadzonych w tej pracy, długość kanału każdego z tranzystorów jest równa $L = 2\mu m$.

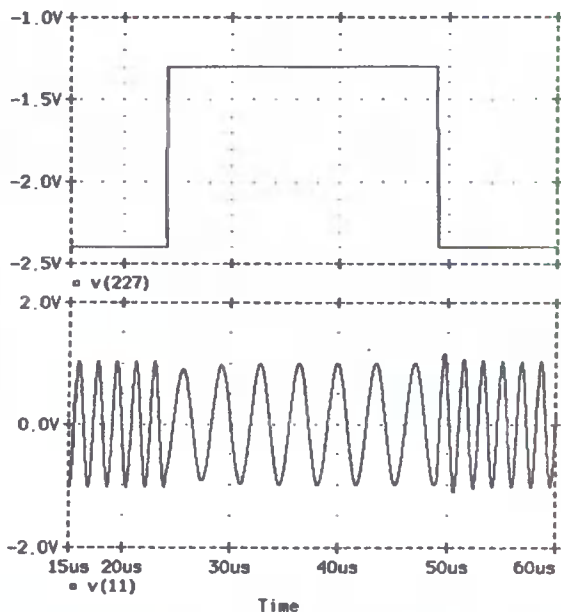
Wzmocnienie wzmacniacza A_1 potrzebne na to, by pierwiastki równania charakterystycznego generatora leżały na osi $j\omega$ wynika z warunku $A_1\beta(A_2) = 1$ i opisane jest wzorem:

$$A_1 = \frac{1}{\beta(A_2, \omega = \omega_o)} = \frac{1}{aQ_o} = \frac{1+m+n}{n} = 1.6 \left[\frac{A}{A} \right] \quad (4.39)$$

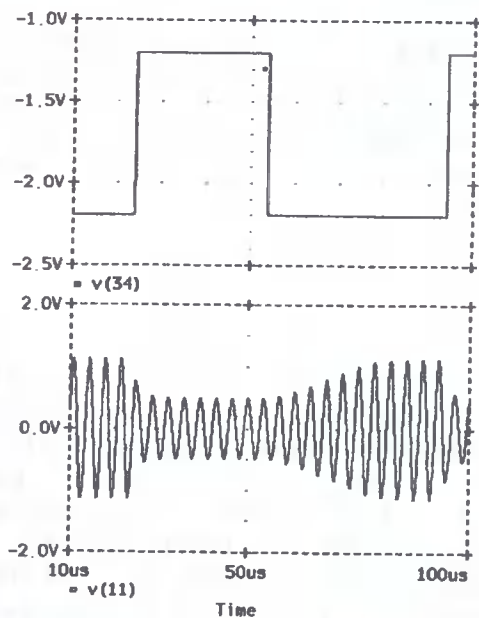
co widać z zależności (4.23), (4.30), (4.31). Z tego powodu użyty wzmacniacz A_1 (układ pokazany na rys.3.5), w porównaniu z układem testowanym w podrozdziale 3.4, ma węższe kanały tranzystorów M26 i M27, tzn. $(W/L)_{M26} = 50$, $(W/L)_{M27} = 87$.

Za pomocą napięcia V_{st2} można przesuwać pierwiastki równania charakterystycznego wzdłuż osi $j\omega$ (przestrajając częstotliwość drgań). Napięcie V_{st1} jest wykorzystywane do zmian części rzeczywistej pierwiastków tego równania, tzn. do regulacji zniekształceń harmonicznich wytwarzanych drgań. Poziom ograniczania amplitudy drgań jest ustawiany za pomocą napięcia V_a . Zmiany V_a , przy ustalonej wartości V_{st1} , wywierają pewien wpływ na poziom zniekształceń harmonicznich. Również zmiany V_{st1} , przy ustalonej wartości V_a , wywierają wpływ na amplitudę drgań. Wykorzystując oba napięcia można ustawić żadaną wartości amplitudy i żadaną wartość współczynnika zniekształceń harmonicznich.

Na rys.4.5 zilustrowano możliwość przestrajania częstotliwości za pomocą napięcia V_{st2} . Napięcie sterujące (wykres wyżej) ma kształt prostokątny i zmienia się od $-2.4V$ do $-1.3V$. Powoduje to zmiany wzmocnienia A_2 od około 0.09 do 0.77. Odpowiadające tym wartościom częstotliwości drgań (przebieg niżej) wynoszą $f_o = 565kHz$ i $f_o = 280kHz$. Zauważmy, że zmiany częstotliwości odbywają się bez opóźnienia w stosunku do zmian sygnału V_{st2} . Zmianom częstotliwości towarzyszą tylko przejściowe zmiany amplitudy. Czas ustalania się amplitudy zależy od wzmocnienia A_1 wzmacniacza podtrzymującego drgania i jest tym krótszy, im większa jest część rzeczywista pierwiastków równania charakterystycznego. Wielkość przejściowego odchylenia amplitudy od ustalonego poziomu zależy od momentu (fazy), w którym następuje zmiana częstotliwości. Dla $f_o = 280kHz$ amplituda drgań w stanie ustalonym wynosi $1.004V$, a dla $f_o = 565kHz$ wynosi $1.035V$, tzn. różnica stanowi około 3% tych wartości.



Rys.4.5. Wpływ napięcia V_{st2} (zmiany wzmocnienia A_2) na częstotliwość drgań:
 a) napięcie sterujące V_{st2} w funkcji czasu (przebieg górny)
 b) napięcie na rezystancji $R_{obc} = 1.6k\Omega$ w funkcji czasu (przebieg dolny)



Rys.4.6. Wpływ napięcia V_a na amplitudę drgań dla $V_{st1} = const$ ($A_1 = const$):
 a) napięcie V_a w funkcji czasu (krzywa górna)
 b) przebieg napięcia na rezystorze $R_{obc} = 1.6k\Omega$ (krzywa dolna)

Na rys.4.6 pokazano możliwość regulacji amplitudy drgań za pomocą napięcia V_a , które zmienia poziom ograniczania prądu na wyjściu nieliniowym wzmacniacza A_1 . Napięcie sterujące (rysunek u góry) jest przebiegiem prostokątnym i zmienia się od $-2.2V$ do $-1.2V$. Daje to zmiany amplitudy drgań od $1.12V$ do $480mV$. Podobnie jak przy przestrajaniu częstotliwości, czas ustalania się amplitudy na nowym poziomie zależy od wartości części rzeczywistej pierwiastków równania charakterystycznego, tzn. od napięcia V_{st1} , regulującego wzmocnienie A_1 .

Właściwości szumowe badanego generatora, decydujące o krótkoterminowej stałości częstotliwości drgań, są przedstawione na rysunkach 4.7, 4.8 i 4.9. Rysunki 4.7 i 4.8 dotyczą dwóch różnych częstotliwości drgań przy tym samym wzmocnieniu A_1 , a rysunki 4.8 i 4.9 dotyczą tej samej częstotliwości drgań dla dwóch różnych wartości wzmocnienia A_1 . Dolny wykres na każdym z tych rysunków jest gęstością widmową (u_{sz_o}) napięcia szumów na obciążeniu $R_{obc} = 1.6k\Omega$, wyrażoną w V/\sqrt{Hz} . Wykres górny na tych rysunkach jest napięciem szumów ($U_{sz_{oml}}$) na obciążeniu R_{obc} , liczonym według wzoru:

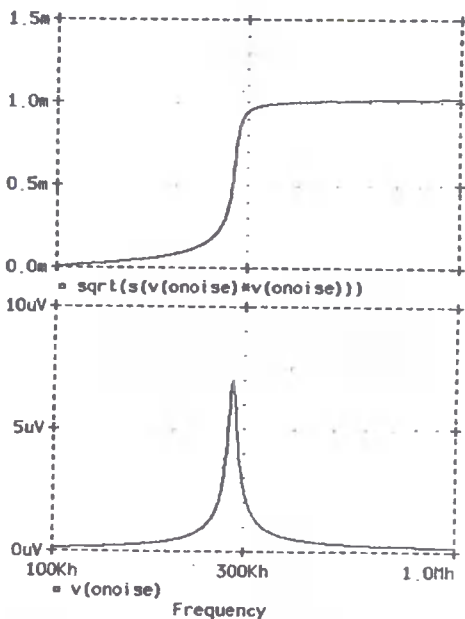
$$U_{sz_{oml}} = \sqrt{\int_{f_d}^f u_{sz_o}^2 df} \quad (4.40)$$

tzn. jest to napięcie szumów w funkcji częstotliwości f jako górnej granicy całkowania, gdzie dolna granica f_d jest parametrem. Zauważmy, że we wszystkich trzech przypadkach znaczący przyrost napięcia szumów na wyjściu $U_{sz_{oml}}$ występuje w stosunkowo wąskim przedziale częstotliwości.

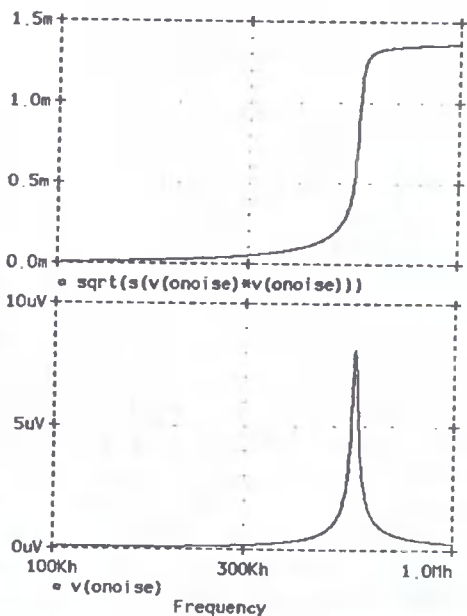
Poziom szumów, jak wiadomo, jest tym większy, im szersze jest pasmo częstotliwości. Ze wzoru (3.16) widać, że prąd szumów na wyjściu I_{on} jest proporcjonalny do pierwiastka kwadratowego z pulsacji środkowej (pulsacji drgań). Pokazane na rysunkach napięcie szumów jest w przybliżeniu iloczynem prądu I_{on} i rezystancji obciążenia R_{obc} (z pominięciem szumu termicznego R_{obc}). Miarą (M) właściwości szumowych generatora może więc być stosunek napięcia szumów na wyjściu do pierwiastka kwadratowego z częstotliwości drgań:

$$M = \frac{U_{sz_{oml}}}{\sqrt{f_o}} \quad (4.41)$$

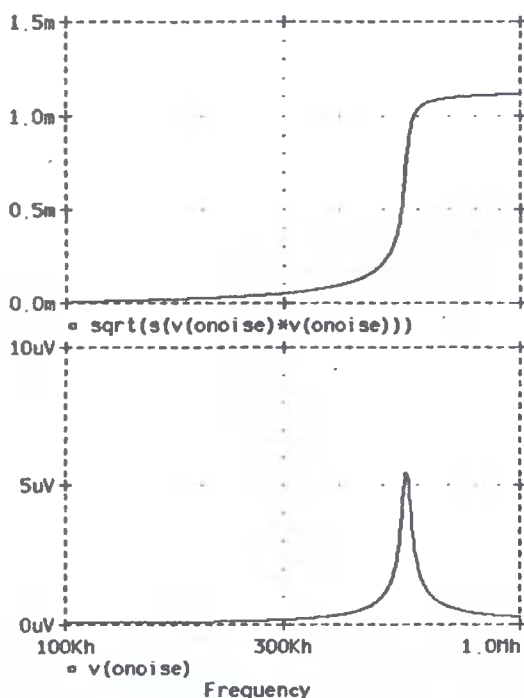
Rys. 4.7 dotyczy drgań o częstotliwości $f_o = 280kHz$ ($V_{st2} = -1.3V$) i amplitudzie $U_o = 1.004V$ ($V_a = -2V$). Współczynnik zniekształceń harmoniczných wynosi $h = 1.3\%$ ($V_{st1} = -1.427V$). Napięcie szumów na wyjściu dla $f = 1MHz$ (górna granica całkowania) jest równe $U_{sz_{oml}} \cong 1.02mV$, a stosunek $U_{sz_{oml}}$ do pierwiastka kwadratowego z f_o jest równy $M \cong 1.9 [\mu V/\sqrt{Hz}]$. Dla rys.4.8 częstotliwość drgań wynosi $f_o = 565kHz$ ($V_{st2} = -2.4V$), amplituda jest równa $U_o = 1.035V$ ($U_a = -2V$), a zniekształcenia harmoniczných są równe $h = 1.1\%$ ($V_{st1} = -1.427V$). Napięcie szumów wynosi $U_{sz_{oml}} \cong 1.36mV$, co daje $M \cong 1.8 [\mu V/\sqrt{Hz}]$. W przypadku rys.4.9 mamy: $f_o = 565kHz$ ($V_{st2} = -2.4V$), $U_o = 1.02V$ i $h = 1.4\%$ ($U_a = -1.9V$ i $V_{st1} = -1.427V$). Napięcie V_{st1} , odpowiedzialne za poziom zniekształceń harmoniczných, ma wpływ na amplitudę drgań i dlatego wartość napięcia U_a została tak zmieniona, by uzyskać taką



Rys.4.7. Szumy generatora z rys.4.3 dla $f_o = 280\text{kHz}$, $U_o = 1.004\text{V}$ i $h \cong 1.3\%$:
 a) gęstość widmowa napięcia szumów [$\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$] na wyjściu (wykres dolny)
 b) napięcie szumów [V] na wyjściu (wykres górny)



Rys.4.8. Szumy generatora z rys.4.3 dla $f_o = 565\text{kHz}$, $U_o = 1.004\text{V}$ i $h \cong 1.1\%$:
 a) gęstość widmowa napięcia szumów [$\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$] na wyjściu (wykres dolny)
 b) napięcie szumów [V] na wyjściu (wykres górny)



Rys.4.9. Szumy generatora z rys.4.3 dla $f_o = 565\text{kHz}$, $U_o = 1.02\text{V}$ i $h \cong 1.4\%$:
 a) gęstość widmowa napięcia szumów [$\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$] na wyjściu (wykres dolny)
 b) napięcie szumów [V] na wyjściu (wykres górny)

samą amplitudę jak dla przypadku z rys.4.8. Napięcie szumów na wyjściu dla przypadku z rys.4.9 wynosi $U_{sz_{\text{min}}} \cong 1.1\text{mV}$, co daje $M \cong 1.5$ [$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$].

Najlepsze właściwości szumowe otrzymano dla rys.4.9 (najmniejsza wartość współczynnika M), gorsze dla rys.4.8, a najgorsze dla rys.4.7. Przypadki z rys.4.7 i 4.8 różnią się tylko wartością parametru V_{st2} . Dla $V_{st2} = -1.3\text{V}$ ($f_o = 280\text{kHz}$) wzmocnienie wzmacniacza A_2 jest większe niż dla $V_{st2} = -2.4\text{V}$. Ze wzoru (4.32) wynika, że większa wartość wzmocnienia A_2 oznacza mniejszą wartość współczynnika aQ_o^2 . Jak pokazano w podrozdziale 3.2, szum jest odwrotnie proporcjonalny do aQ_o^2 . Tak więc gorsze właściwości szumowe generatora dla przypadku rys.4.7, w porównaniu z rys.4.8, wynikają z mniejszej wartości współczynnika aQ_o^2 .

Rysunki 4.8 i 4.9 różnią się natomiast wartością części rzeczywistej pierwiastków równania charakterystycznego, co wynika z różnych wartości napięcia V_{st1} (różne wartości wzmocnienia A_1). Jak pokazano w podrozdziale 3.2, dla pierwiastków leżących dokładnie na osi $j\omega$ szum dąży do nieskończoności, ponieważ funkcja podcałkowa we wzorze (3.16) dąży do nieskończoności w punkcie $f = f_o$ ($\gamma = 0$), tzn. ma w tym punkcie nieskończenie wysoki pik. Warunkiem koniecznym uzyskania stosunkowo małych szumów jest niezbyt duża wartość funkcji podcałkowej w tym punkcie (niezbyt wysoki pik). Można to osiągnąć, zwiększając wartość części rzeczywistej pierwiastków równania charakterystycznego. Rysunkowi 4.9 odpowiada większa wartość części rzeczywistej

tej tych pierwiastków. Zgodnie z przewidywaniami teoretycznymi, daje to mniejszy szum na wyjściu generatora. Ceną, jaką się płaci za poprawę właściwości szumowych generatora, jest wzrost współczynnika zniekształceń harmonicznnych wytwarzanych drgań.

Dzięki zastosowaniu wzmacniacza podtrzymującego drgania o dwóch wyjściach, poziom zniekształceń nieliniowych na wyjściu zewnętrznym jest stosunkowo mały, przy niezłych właściwościach szumowych generatora. We wszystkich badanych przypadkach współczynnik zniekształceń harmonicznnych prądu I_{out} na wyjściu zewnętrznym jest mniejszy niż współczynnik zniekształceń harmonicznnych prądu I_b , podawanego na wejście bloku sprzężenia zwrotnego $\beta(A_2)$. Przykładowo, dla rys.4.7 współczynnik ten dla prądu I_b wynosi $h_b \cong 1.6\%$, a dla rys.4.8 wynosi $h_b \cong 1.4\%$.

Zastosowane rozwiązanie z dwoma wyjściami wzmacniacza A_1 wprowadza ponadto doskonałą separację pętli sprzężenia zwrotnego generatora od obciążenia zewnętrznego, co jest również pożądane ze względu na stałość częstotliwości drgań.

Moc pobierana przez generator ze źródeł zasilania, przy obciążeniu $R_{obc} = 1.6k\Omega$, wynosi $114mW$.

5. Układy generatorów o częstotliwości drgań przestrajanej za pomocą jednego kondensatora lub jednego rezystora

Generator prezentowany w poprzednim rozdziale zawierał cztery elementy pasywne (dwa rezystory i dwa kondensatory) oraz dwa wzmacniacze prądowe, z których jeden służył do podtrzymywania drgań, a drugi do zmieniania częstotliwości drgań. W niniejszym rozdziale przedstawione będą propozycje układów zawierających sześć elementów pasywnych (trzy kondensatory i trzy rezystory) oraz dwa wzmacniacze prądowe i jeden wtórnik napięciowy. Zaletą tych generatorów jest możliwość regulowania częstotliwości drgań przez zmiany wartości jednego kondensatora lub jednego rezystora. Układy te pozwalają ponadto uzyskać większe wartości współczynnika aQ^2 niż jest to możliwe w generatorze omawianym poprzednio. W rezultacie otrzymuje się mniejszy szum fazowy (lepszą krótkoterminową stałość częstotliwości drgań), mimo iż układ zbudowany jest z większej liczby elementów (większa liczba niezależnych źródeł szumów). Podobnie jak w przypadku generatora prezentowanego w poprzednim rozdziale, podstawowe parametry wytwarzanych drgań, tj. częstotliwość, amplituda i współczynnik zniekształceń harmoniczných, mogą być regulowane elektronicznie. Dobra, krótkoterminowa stałość częstotliwości drgań czyni te generatory atrakcyjnymi przetwornikami pojemność-częstotliwość i rezystancja-częstotliwość, przydatnymi do precyzyjnych pomiarów wielkości nieelektrycznych. Przetworzenie sygnału nieelektrycznego na częstotliwość umożliwia osiągnięcie bardzo dużej dokładności pomiarów, ponieważ wzorce częstotliwości są dokładniejsze niż wzorce napięcia czy prądu.

5.1. Generator przestrajany przez zmiany wartości jednego kondensatora

Proponowany układ generatora jest przedstawiony na rys.5.1. Wzmacniacz prądowy A_1 pełni funkcję wzmacniacza podtrzymującego drgania. Wtórnik prądowy A_2 i wtórnik napięciowy pełnią rolę układów separujących.

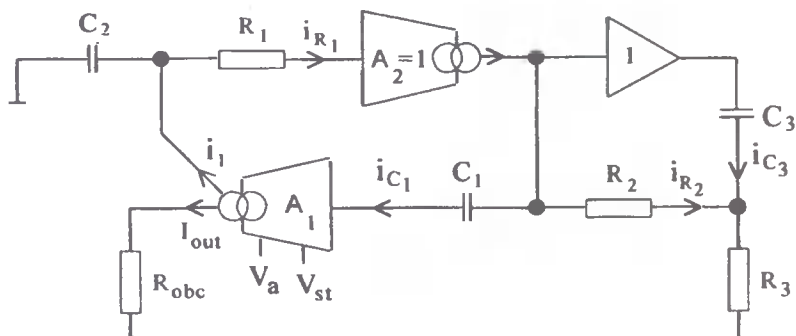
Określmy transmitancję prądową $\beta = i_{C_1}/i_1$, która opisuje sprzężenie zwrotne obejmujące wzmacniacz A_1 . Transmitancję tę można wyrazić w postaci:

$$\beta = \frac{i_{C_1}}{i_1} = \frac{i_{C_1}}{i_{R_1}} \frac{i_{R_1}}{i_1} \quad (5.1)$$

Traktując impedancje wejściowe wzmacniaczy prądowych jako równe zeru, a impedancję wejściową wtórnika napięciowego jako nieskończenie dużą, drugi czynnik po prawej stronie równania (5.1) przyjmuje postać:

$$\frac{i_{R_1}}{i_1} = \frac{1}{1 + sC_2R_1} \quad (5.2)$$

gdzie $s = \sigma + j\omega$ jest zmienna zespolona.

Rys. 5.1. Generator przestrajany przez zmiany pojemności C_1

W celu określenia pierwszego czynnika po prawej stronie równania (5.1), tzn. stosunku i_{C_1}/i_{R_1} , zauważmy, że dla schematu z rys.5.1 prawdziwe są zależności:

$$i_{C_1} + i_{R_2} = i_{R_1} \quad (5.3)$$

$$i_{R_2} R_2 = \frac{i_{C_3}}{sC_3} \quad (5.4)$$

$$(i_{R_2} + i_{C_3})R_3 + i_{R_2} R_2 = \frac{i_{C_1}}{sC_1} \quad (5.5)$$

Wyznaczając z (5.4) prąd i_{C_3} i podstawiając otrzymane wyrażenie do (5.5), dochodzimy do wzoru:

$$i_{R_2} = \frac{i_{C_1}}{sC_1(R_2 + R_3) + s^2 C_1 C_3 R_2 R_3} \quad (5.6)$$

Podstawiając do (5.3) w miejsce i_{R_2} zależność (5.6) i wykonując proste przekształcenia otrzymujemy:

$$\frac{i_{C_1}}{i_{R_1}} = \frac{sC_1(R_2 + R_3) \left(1 + sC_3 \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \right)}{s^2 C_1 C_3 R_2 R_3 + sC_1(R_2 + R_3) + 1} \quad (5.7)$$

Uwzględniając (5.7) i (5.2), transmitancja (5.1), opisująca sprzężenie zwrotne wzmacniacza A_1 , przyjmuje postać:

$$\beta = \frac{i_{C_1}}{i_1} = \frac{sC_1(R_2 + R_3) \left(1 + sC_3 \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \right)}{\left[s^2 C_1 C_3 R_2 R_3 + sC_1(R_2 + R_3) + 1 \right] (1 + sC_2 R_1)} \quad (5.8)$$

Jeżeli spełniony jest warunek:

$$C_2 R_1 = C_3 \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \quad (5.9)$$

wówczas (5.8) przyjmuje postać transmitancji środkowoprzepustowej:

$$\beta = \frac{sC_1(R_2 + R_3)}{s^2C_1C_3R_2R_3 + sC_1(R_2 + R_3) + 1} = \frac{s a \omega_o}{s^2 + s \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2} \quad (5.10)$$

gdzie pulsacja ω_o opisana jest wzorem:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1C_3R_2R_3}} \quad (5.11)$$

dobroć wzorem:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{C_3}{C_1}}}{\sqrt{\frac{R_3}{R_2} + \frac{R_2}{R_3} + 2}} \quad (5.12)$$

a współczynnik a wzorem:

$$a = \frac{1}{Q} = \frac{\sqrt{\frac{R_3}{R_2} + \frac{R_2}{R_3} + 2}}{\sqrt{\frac{C_3}{C_1}}} \quad (5.13)$$

Z równania zamkniętej pętli:

$$A_1\beta = 1 \quad (5.14)$$

wynika, że pulsacja wytwarzanych drgań jest równa pulsacji ω_o i jest określona przez (5.11), natomiast wzmocnienie A_1 , potrzebne do podtrzymywania drgań (liniowy warunek generacji drgań o stałej amplitudzie), opisane jest wzorem:

$$A_1 \cong \frac{1}{\beta(\omega_o)} = \frac{1}{aQ} = 1 \quad (5.15)$$

Zauważmy, że warunek (5.9) nie zależy od zmiennej C_1 , natomiast pulsacja ω_o jest funkcją C_1 . Tak więc częstotliwość drgań można zmieniać przez zmiany pojemności C_1 nie naruszając warunku (5.9), co w konsekwencji oznacza niezależność warunku (5.15) od tej pojemności.

Ze wzorów (5.12) i (5.13) wynika, że dla omawianego generatora współczynnik aQ^2 jest równy dobroci Q , tzn.:

$$aQ^2 = Q = \frac{\sqrt{\frac{C_3}{C_1}}}{\sqrt{\frac{R_3}{R_2} + \frac{R_2}{R_3} + 2}} \quad (5.16)$$

Jak pokazano teoretycznie w rozdziale 3 i potwierdzono badaniami symulacyjnymi w rozdziale 4, szum na wyjściu generatora jest odwrotnie proporcjonalny do aQ^2 . Wyrażenie (5.16) powinno więc mieć jak największą wartość. Mianownik (5.16) osiąga minimum, równe 2, gdy $R_2 = R_3$. Licznik (5.16) jest tym większy, im większy jest stosunek C_3/C_1 . Przyjmując $R_2 = R_3$ otrzymuje się dla $C_3 = C_1$: $aQ^2 = 0.5$, dla $C_3 = 4C_1$: $aQ^2 = 1$, dla $C_3 = 9C_1$: $aQ^2 = 1.5$ itd. Jak widać, współczynnik aQ^2 przyjmuje duże wartości, znacznie większe niż wartości podane w tabeli 6, dotyczące generatora przestrajanego za pomocą dodatkowego wzmacniacza. Należy więc oczekiwać, że szum na wyjściu generatora będzie mniejszy niż w przypadku układu prezentowanego w rozdziale 4, mimo iż generator z rys.5.1 zawiera więcej elementów szumiących.

Jako wzmacniacz A_1 podtrzymujący drgania wykorzystano ten sam układ, co w przypadku generatora omawianego w rozdziale 4. Jest to wzmacniacz prądowy o dwóch wyjściach: liniowym I_{out} i nieliniowym i_1 . Jego schemat jest pokazany na rys.3.5, gdzie $i_{o2} = I_{out}$, a $i_{o1} = i_1$. Za pomocą napięcia zewnętrznego V_{st} regulowane jest wzmocnienie A_1 , a za pomocą napięcia V_a ustawiany jest poziom ograniczania amplitudy prądu i_1 . Zmiany A_1 mają wpływ na wartość części rzeczywistej pierwiastków równania charakterystycznego. Oznacza to, że za pomocą napięcia V_{st} można zmieniać poziom zniekształceń nieliniowych wytwarzanych drgań. Przez zmiany napięcia V_a można natomiast ustawiać żadaną wartość amplitudy drgań.

Jako wtórnik prądowy A_2 wykorzystano konwejer odwracający, pokazany na rys.2.14 (wejście Y zwarte do masy), a jako wtórnik napięciowy, układ pokazany na rys.2.4.

Prezentowane dalej wyniki symulacji komputerowych dotyczą następujących wartości elementów generatora: $R_1 = 460\Omega$, $R_2 = R_3 = 510\Omega$, $R_{out} = 1.6k\Omega$, $C_2 = 510pF$, $C_3 = 1nF$ oraz dwóch wartości pojemności C_1 przestrajającej częstotliwość, tj. $C_1 = 150pF$ i $C_1 = 750pF$. Dla podanych wartości warunek (5.9) jest spełniony z pewnym błędem, tzn. lewa strona równania (5.9) ma nieco mniejszą wartość niż strona prawa (o 8%). Z badań symulacyjnych wynika bowiem, że przy idealnym spełnieniu warunku (5.9) obserwuje się pewien wpływ zmian częstotliwości drgań na wartość amplitudy drgań. Wpływ ten wynika z różnej od zera impedancji wejściowej wzmacniaczy prądowych i różnej od zera impedancji wyjściowej wtórnika napięciowego. Zależność amplitudy od częstotliwości można zmniejszyć, naruszając nieznacznie warunek (5.9) przez odpowiedni dobór rezystancji R_1 lub pojemności C_2 . Zauważmy, że pulsacja drgań dana wzorem (5.11) nie zależy ani od R_1 , ani od C_2 .

Elementy aktywne generatora są zasilane napięciami $V_{DD} = 3.3V$, $V_{SS} = -3.3V$ i prądem $I_B = 500\mu A$. Długość kanału wszystkich tranzystorów wynosi $L = 2\mu m$. Ze wzoru (5.15) wynika, że wzmocnienie A_1 , potrzebne do podtrzymywania drgań, powinno być bliskie jedności. Wymiary geometryczne (stosunek szerokości do długości kanału) tranzystorów wchodzących w skład wzmacniacza A_1 (rys.3.5) są następujące: $(W/L)_{M1} = 100$, $(W/L)_{M2} = 100$, $(W/L)_{M3} = 260$, $(W/L)_{M4} = 240$, $(W/L)_{M5} = 350$, $(W/L)_{M6} = 50$, $(W/L)_{M7} = 50$, $(W/L)_{M8} = 20$, $(W/L)_{M9} = 8$, $(W/L)_{M10} = 56$, $(W/L)_{M11} = 56$, $(W/L)_{M12} = 2$, $(W/L)_{M13} = 4$, $(W/L)_{M14} = 90$, $(W/L)_{M15} = 160$, $(W/L)_{M16} = 220$, $(W/L)_{M17} = 100$, $(W/L)_{M18} = 85$, $(W/L)_{M19} = 18$, $(W/L)_{M20} = 20$, $(W/L)_{M21} = 2$, $(W/L)_{M22} = 110$, $(W/L)_{M23} = 350$, $(W/L)_{M24} = 100$, $(W/L)_{M25} = 100$, $(W/L)_{M26} = 78$, $(W/L)_{M27} = 138$, $(W/L)_{M28} = 14$, $(W/L)_{M29} = 159$, $(W/L)_{M30} = 300$, $(W/L)_{M31} = 56$, $(W/L)_{M32} = 87$, $(W/L)_{M33} = 100$, $(W/L)_{M34} = 100$, $(W/L)_{M35} = 100$, $(W/L)_{M36} = 350$, $(W/L)_{M37} = 2$,

$(W/L)_{M38} = 159$, $(W/L)_{M39} = 6$, $(W/L)_{M40} = 6$, $(W/L)_{M41} = 90$, $(W/L)_{M42} = 159$, $(W/L)_{M43} = 300$, $(W/L)_{M44} = 160$, $(W/L)_{M45} = 159$, $(W/L)_{M46} = 200$, $(W/L)_{M47} = 200$, $(W/L)_{M48} = 90$, $(W/L)_{M49} = 90$, $(W/L)_{M50} = 23$, $(W/L)_{M51} = 11$.

Wtórnik prądowy A_2 (układ z rys.2.14) nie zawiera tranzystorów M8 i M20, ponieważ cały generator jest zasilany z jednego źródła prądowego I_B , a tranzystory M8 i M20 wzmacniacza A_1 są dodatkowo wykorzystywane do zasilania wtórnika prądowego A_2 i wtórnika napięciowego. Wymiary geometryczne tranzystorów tworzących wtórnik prądowy wynoszą: $(W/L)_{M1} = 100$, $(W/L)_{M2} = 100$, $(W/L)_{M3} = 260$, $(W/L)_{M4} = 240$, $(W/L)_{M5} = 350$, $(W/L)_{M6} = 50$, $(W/L)_{M7} = 50$, $(W/L)_{M9} = 8$, $(W/L)_{M10} = 56$, $(W/L)_{M11} = 56$, $(W/L)_{M12} = 2$, $(W/L)_{M13} = 4$, $(W/L)_{M14} = 90$, $(W/L)_{M15} = 160$, $(W/L)_{M16} = 220$, $(W/L)_{M17} = 100$, $(W/L)_{M18} = 100$, $(W/L)_{M19} = 18$, $(W/L)_{M21} = 2$, $(W/L)_{M22} = 110$, $(W/L)_{M23} = 350$, $(W/L)_{M24} = 100$, $(W/L)_{M25} = 100$, $(W/L)_{M26} = 80$, $(W/L)_{M27} = 145$, $(W/L)_{M28} = 14$, $(W/L)_{M29} = 155$, $(W/L)_{M30} = 300$, $(W/L)_{M31} = 350$.

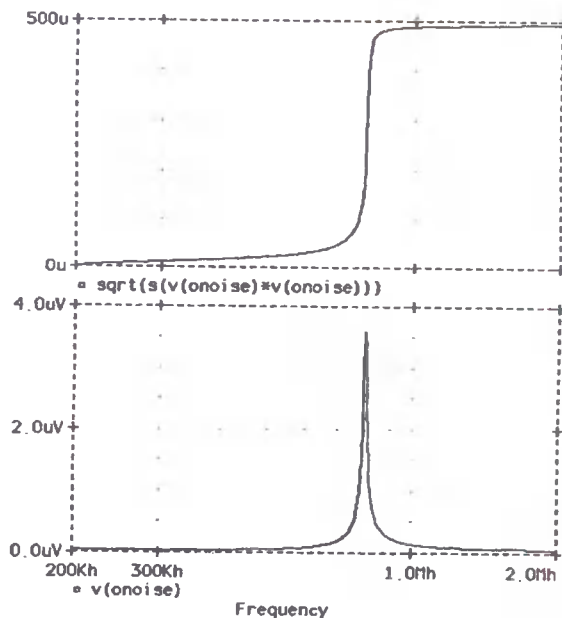
Z tych samych powodów co wtórnik prądowy, również wtórnik napięciowy nie zawiera tranzystora M8. Wymiary geometryczne tranzystorów wtórnika napięciowego są następujące: $(W/L)_{M1} = 100$, $(W/L)_{M2} = 100$, $(W/L)_{M3} = 260$, $(W/L)_{M4} = 240$, $(W/L)_{M5} = 350$, $(W/L)_{M6} = 50$, $(W/L)_{M7} = 50$, $(W/L)_{M9} = 8$, $(W/L)_{M10} = 56$.

Jednym z celów przeprowadzonych symulacji komputerowych jest zbadanie, czy generator z rys.5.1 pozwala uzyskać lepszą, krótkoterminową stałość częstotliwości drgań (lepszy stosunek sygnał/szum na wyjściu) niż generator omawiany w poprzednim rozdziale. Wyniki ilustrujące właściwości szumowe generatora przedstawiono na rys.5.2 i rys.5.3. Rys.5.2 dotyczy drgań o częstotliwości $f_0 = 800\text{kHz}$ ($C_1 = 150\text{pF}$). Amplituda generowanego napięcia na obciążeniu $R_{obc} = 1.6\text{k}\Omega$ wynosi $U_o \cong 1.02\text{V}$, a współczynnik zniekształceń harmonicznyc $h \cong 0.9\%$. Rys.5.3 dotyczy drgań o częstotliwości $f_0 = 366.4\text{kHz}$ ($C_1 = 750\text{pF}$), amplitudzie $U_o \cong 1\text{V}$ i współczynniku zniekształceń harmonicznyc $h \cong 1.6\%$. W obu przypadkach ustawienia napięć sterujących V_a i V_{st} są identyczne, tzn. $V_a = -2.1\text{V}$, a $V_{st} = -1.454\text{V}$. Różnica w poziomie zniekształceń harmonicznyc (mimo jednakowej wartości napięcia V_{st}) wynika, między innymi z większej wartości dobroci Q dla $f_0 = 800\text{kHz}$ ($C_3/C_1 \cong 6.7$) niż dla $f_0 = 366\text{kHz}$ ($C_3/C_1 \cong 1.3$).

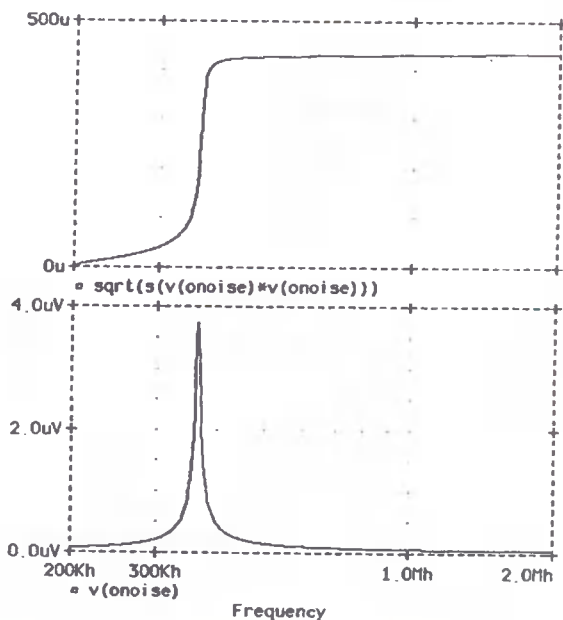
Dolne krzywe na obu rysunkach przedstawiają gęstość widmową napięcia szumów na rezystorze R_{obc} w $[V/\sqrt{\text{Hz}}]$. Krzywe górne przedstawiają zastępcze napięcie szumów U_{szout} na tym rezystorze, obliczone zgodnie ze wzorem (4.40), jako funkcję górnej granicy całkowania (częstotliwość f). Dla częstotliwości drgań $f_0 = 800\text{kHz}$, po scałkowaniu w przedziale jednej dekady (od 200kHz do 2MHz) otrzymuje się $U_{szout} \cong 494\mu\text{V}$, a dla $f_0 = 366\text{kHz}$, po scałkowaniu w tym przedziale otrzymuje się $U_{szout} \cong 435\mu\text{V}$. Jak pokazano w rozdziale 3, napięcie szumów wyrażone w voltach jest wprost proporcjonalne do pierwiastka kwadratowego z częstotliwości drgań. Miara (M) właściwości szumowych generatora jest stosunek napięcia szumów U_{szout} do pierwiastka kwadratowego z częstotliwości drgań f_0 . Dla $f_0 = 800\text{kHz}$ stosunek ten jest równy:

$$M = \frac{U_{szout}}{\sqrt{f_0}} \cong 0.55 \frac{\mu\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (5.17)$$

natomiast dla $f_0 = 366\text{kHz}$ współczynnik M przyjmuje większą wartość:



Rys. 5.2. Szum generatora z rys.5.1 dla $f_o = 800\text{kHz}$, $U_o = 1.02\text{V}$ i $h \cong 0.9\%$:
 a) gęstość widmowa napięcia szumów [$V/\sqrt{\text{Hz}}$] na wyjściu (wykres dolny)
 b) napięcie szumów [V] na wyjściu (wykres górny)



Rys. 5.3. Szum generatora z rys.5.1 dla $f_o = 366\text{kHz}$, $U_o = 1\text{V}$ i $h \cong 1.6\%$:
 a) gęstość widmowa napięcia szumów [$V/\sqrt{\text{Hz}}$] na wyjściu (wykres dolny)
 b) napięcie szumów [V] na wyjściu (wykres górny)

$$M = \frac{U_{szout}}{\sqrt{f_o}} \cong 0.72 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}} \quad (5.18)$$

a więc dla $f_o = 366kHz$ właściwości szumowe generatora są gorsze. Zgodne jest to z przewidywaniami teoretycznymi, ponieważ dla $f_o = 800kHz$ stosunek pojemności $C_3/C_1 = 6.7$ jest większy niż dla $f_o = 366kHz$, gdzie $C_3/C_1 = 1.3$. Ze wzoru (5.16) wynika, że dla $C_3/C_1 = 6.7$, przy $R_2 = R_3$, otrzymuje się $aQ^2 \cong 1.3$, natomiast dla $C_3/C_1 = 1.3$ otrzymuje się $aQ^2 \cong 0.57$.

Uzyskane rezultaty oznaczają, że gdyby generator był zaprojektowany tak, by częstotliwość drgań wynosiła $f_o = 366kHz$ przy stosunku pojemności $C_3/C_1 = 6.7$, wówczas dla $R_2 = R_3$ napięcie szumów na wyjściu byłoby w przybliżeniu równe:

$$U_{szout} \cong M\sqrt{f_o} \cong 332\mu V, \quad (5.19)$$

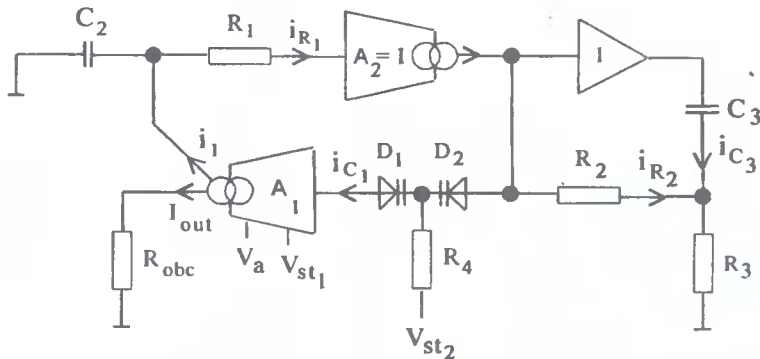
tzn. miałoby mniejszą wartość niż wartość uzyskana dla przypadku pokazanego na rys.5.3 ($U_{szout} = 435\mu V$). Zwróćmy uwagę, że wartości współczynnika M dane wzorami (5.17) i (5.18) są mniejsze niż wartości tego współczynnika uzyskane dla generatora prezentowanego w poprzednim rozdziale.

Większej wartości współczynnika aQ^2 odpowiada większa selektywność obwodu sprzężenia zwrotnego generatora, co widać porównując kształty krzywych pokazanych na rys.5.2 ($aQ^2 \cong 1.3$), rys.5.3 ($aQ^2 \cong 0.57$), rys.4.8 ($aQ^2 \cong 0.24$) i rys.4.7 ($aQ^2 \cong 0.13$).

5.2. Generator sterowany diodami pojemnościowymi (generator przestrajany napięciem)

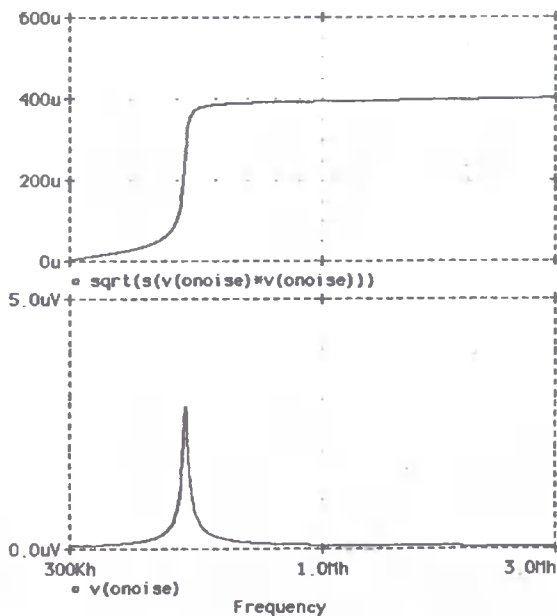
Zastępując kondensator C_1 przez dwie diody pojemnościowe, w sposób pokazany na rys.5.4, uzyskujemy możliwość zmian częstotliwości drgań za pomocą napięcia. Napięcie V_{st2} , używane do przestrajania częstotliwości, jest dodatnie, ponieważ diody pojemnościowe polaryzuje się w kierunku zaporowym. Pojemność szeregowego połączenia diod D_1 i D_2 , zależna od V_{st2} , daje pojemność C_1 . Rezystor R_4 musi mieć wartość dużo większą niż wartość modułu impedancji opisującej obie diody dla częstotliwości drgań. Jest to warunek konieczny, by rezystor R_4 nie wpływał ani na częstotliwość drgań, ani na warunki generacji.

Podane dalej wyniki symulacji komputerowej dotyczą generatora, w którym wzmacniacz podtrzymujący drgania A_1 , wtórnik prądowy A_2 i wtórnik napięciowy, są identycznymi układami jak w generatorze z rys.5.1 i mają identyczne wymiary geometryczne. Układ jest zasilany z dwóch źródeł napięciowych $V_{DD} = 3.3V$, $V_{SS} = -3.3V$ i jednego źródła prądowego $I_B = 500\mu A$. Tak jak wszystkie układy badane w niniejszej pracy, generator został zaprojektowany dla technologii $2\mu m$. Elementy zewnętrzne generatora są dobrane następująco: $R_1 = 460\Omega$, $R_2 = 510\Omega$, $R_3 = 510\Omega$, $R_4 = 100k\Omega$, $R_{obc} = 1.6kHz$, $C_2 = 510pF$, $C_3 = 1nF$. Każda z diod, D_1 i D_2 , jest zrealizowana jako równoległe połączenie trzech diod pojemnościowych D1N5456A (z biblioteki modeli programu PSPICE), tzn. użyto w sumie 6 diod tego typu.



Rys.5.4. Generator przestrajany napięciem za pomocą diod pojemnościowych

Wypadkowa pojemność, występująca między wyjściem wtórnika A_2 i wejściem wzmacniacza A_1 , opisana jest wzorem: $C_1 \cong 1.5C_d$, gdzie C_d jest pojemnością złączową jednej diody DIN5456A. Wzór ten wynika z faktu, że napięcia stałe zarówno na wejściu wzmacniacza A_1 , jak i na wyjściu wtórnika A_2 , są bliskie zera.



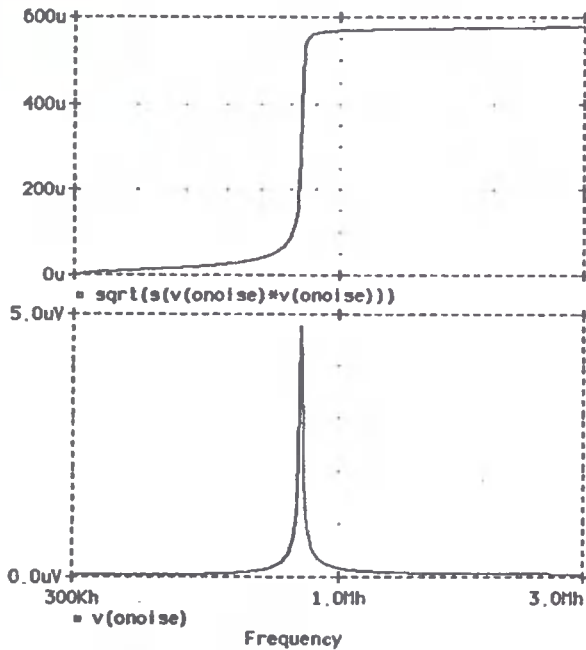
Rys.5.5. Szum generatora z rys.5.4 dla $f_0 = 521\text{kHz}$, $U_0 = 1.04\text{V}$ i $h \cong 1.1\%$:

- gęstość widmowa napięcia szumów [$\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$] na wyjściu (wykres górny)
- napięcie szumów [V] na wyjściu (wykres dolny)

Ze wzoru (5.11) wynika, że częstotliwość drgań jest odwrotnie proporcjonalna do $\sqrt{C_1}$. Jak wiadomo, pojemność diody C_d można zmieniać w stosunkowo niewielkim zakresie i wymaga to dużych zmian napięcia sterującego V_{st2} . W rezultacie zakres elek-

tronicznej regulacji częstotliwości drgań generatora pokazanego na rys.5.4 jest niezbyt szeroki (poniżej jednej oktawy), podobnie jak ma to miejsce w generatorach LC prze-strajanych diodą pojemnościową.

Właściwości szumowe omawianego generatora zilustrowano na rys.5.5 i 5.6. Rys.5.5 dotyczy drgań o częstotliwości $f_o \cong 521\text{kHz}$ ($V_{st_2} = 0.1\text{V}$), amplitudzie $U_o \cong 1.04\text{V}$ i zniekształceniach harmonicznich $h \cong 1.1\%$. W przypadku rys.5.6 częstotliwość drgań wynosi $f_o \cong 840\text{kHz}$ ($V_{st_2} = 5\text{V}$), amplituda drgań wynosi $U_o \cong 1\text{V}$, a współczynnik zniekształceń harmonicznich jest równy $h \cong 0.8\%$. Ustawienia parametrów V_a i V_{st_1} są identyczne dla obu rysunków i wynoszą: $V_a = -2.1\text{V}$, $V_{st_1} = -1.453\text{V}$. Wykresy dolne przedstawiają gęstość widmową napięcia szumów na obciążeniu R_{obc} , wyrażoną w $[\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}]$. Wykresy górne pokazują zastępcze napięcie szumów na rezystorze R_{obc} , wyrażone w voltach, jako funkcję górnej granicy całkowania (częstotliwości). Na obu rysunkach, tak jak w przypadku poprzednio prezentowanych generatorów, oś pozioma (częstotliwość) obejmuje przedział jednej dekady.



Rys.5.6. Szum generatora z rys.5.4 dla $f_o = 840\text{kHz}$, $U_o = 1\text{V}$ i $h \cong 0.8\%$:
 a) gęstość widmowa napięcia szumów $[\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}]$ na wyjściu (wykres dolny)
 b) napięcie szumów $[\text{V}]$ na wyjściu (wykres górny)

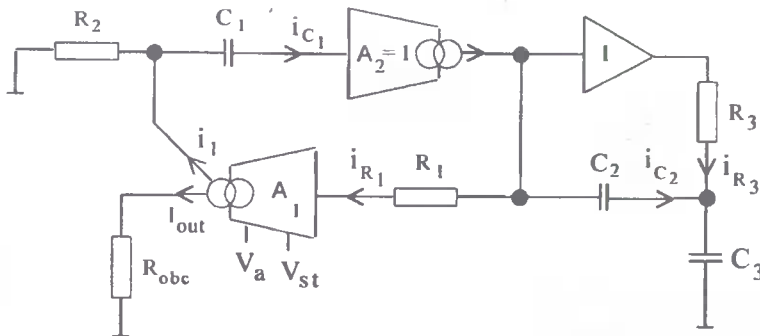
Dla $f_o = 521\text{kHz}$, zastępcze napięcie szumów na wyjściu wynosi $U_{sz_{out}} \cong 402\mu\text{V}$, co daje $M \cong 0.56[\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}]$. Dla $f_o = 840\text{kHz}$ mamy $U_{sz_{out}} \cong 578\mu\text{V}$, co daje $M \cong 0.63[\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}]$. Jak widać, w obu przypadkach wartości współczynnika M są zbliżone. Jest tak dlatego, że mniejszej wartości współczynnika aQ^2 dla $f_o = 521\text{kHz}$ (mniejszy stosunek C_3/C_1) odpowiada nieco większa wartość części rzeczywistej pierwiastków równania charakterystycznego, co się objawia dodatkowo nieco większą am-

plitudą drgań i większym współczynnikiem zniekształceń harmonicznych. Różnice te wynikają głównie z różnej od nieskończoności wartości rezystora R_4 . Rezystor ten ma za zadanie odseparować źródło napięcia sterującego V_{st2} od wężła katody diod pojemnościowych. Duża wartość tego rezystora powoduje, że czas τ ustalania się napięcia na diodach, przy skokowych zmianach napięcia V_{st2} , jest długi. Przyjęta wartość $R_4 = 100k\Omega$ jest kompromisem między niezbyt długim czasem τ a małą wrażliwością części rzeczywistej pierwiastków równania charakterystycznego na zmiany V_{st2} .

W tym miejscu warto porównać możliwości i ograniczenia prezentowanego generatora przestrajanego napięciem za pomocą diod pojemnościowych, z generatorem przestrajającym napięciem za pomocą dodatkowego wzmacniacza (układ omawiany w poprzednim rozdziale). W generatorze z diodami pojemnościowymi uzyskuje się mniejszy poziom szumu na wyjściu przy porównywalnych zniekształceniach nieliniowych. Wynika to z większej selektywności jego obwodu sprzężenia zwrotnego (większa wartość współczynnika aQ^2). W rezultacie generator ten charakteryzuje się lepszą krótkoterminową stałością częstotliwości drgań (mniejszy szum fazowy). Ujemną cechą generatora z diodami pojemnościowymi jest węższy zakres przestrajania częstotliwości oraz znacznie dłuższy czas reakcji ($\tau \approx 300\mu s$) na zmiany napięcia V_{st2} , sterującego częstotliwością drgań.

5.3. Generator przestrajany przez zmiany wartości jednego rezystora

Na rys.5.7 pokazano generator, w którym częstotliwość drgań f_o może być regulowana przez zmiany wartości jednego rezystora.



Rys.5.7. Generator przestrajany przez zmiany rezystancji R_1

Układ ten powstał na bazie schematu z rys.5.1 przez zastąpienie rezystorów R_1, R_2, R_3 kondensatorami C_1, C_2, C_3 i kondensatorów C_1, C_2, C_3 rezystorami R_1, R_2, R_3 . W teorii filtrów aktywnych takie przekształcenie nazywa się przekształceniem RC:CR. W przypadku transmitancji typu środkowoprzepustowego po przekształceniu zostaje zachowany jej środkowoprzepustowy charakter.

Transmitancja opisująca sprzężenie zwrotne, obejmujące wzmacniacz A_1 , określona jest wzorem:

$$\beta = \frac{i_{R_1}}{i_1} = \frac{i_{R_1}}{i_{C_1}} \frac{i_{C_1}}{i_1} = \frac{i_{R_1}}{i_{C_1}} \frac{sC_1R_2}{1+sC_1R_2} \quad (5.20)$$

Traktując A_1 i A_2 jako idealne wzmacniacze prądowe, a wtórnik napięciowy jako idealny wzmacniacz napięciowy można napisać następujące zależności, pozwalające obliczyć stosunek i_{R_1}/i_{C_1} :

$$i_{C_2} + i_{R_1} = i_{C_1} \quad (5.21)$$

$$i_{R_3}R_3 = \frac{i_{C_2}}{sC_2} \quad (5.22)$$

$$\frac{i_{C_2} + i_{R_3}}{sC_3} + \frac{i_{C_2}}{sC_2} = i_{R_1}R_1 \quad (5.23)$$

Eliminując z układu równań (5.22), (5.23) zmienną i_{R_3} dochodzimy do równania:

$$i_{C_2} = i_{R_1} \frac{s^2C_2C_3R_1R_3}{sR_3(C_2 + C_3) + 1} \quad (5.24)$$

Wstawiając (5.24) do (5.21), po prostych przekształceniach otrzymuje się:

$$\frac{i_{R_1}}{i_{C_1}} = \frac{sR_3(C_2 + C_3) + 1}{s^2C_2C_3R_1R_3 + sR_3(C_2 + C_3) + 1} \quad (5.25)$$

Uwzględniając (5.25), transmitancja (5.20) przyjmuje postać:

$$\beta = \frac{i_{R_1}}{i_1} = \frac{sC_1R_2[sR_3(C_2 + C_3) + 1]}{[s^2C_2C_3R_1R_3 + sR_3(C_2 + C_3) + 1](sC_1R_2 + 1)} \quad (5.26)$$

Jeżeli spełniony jest warunek:

$$C_1R_2 = R_3(C_2 + C_3) \quad (5.27)$$

wówczas we wzorze (5.26) nawias kwadratowy w liczniku upraszcza się z nawiasem zwykłym w mianowniku dając:

$$\beta = \frac{sC_1R_2}{s^2C_2C_3R_1R_3 + sR_3(C_2 + C_3) + 1} = \frac{s\omega_0}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (5.28)$$

gdzie:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_3C_2C_3}} \quad (5.29)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{R_1}{R_3}}}{\sqrt{\frac{C_2}{C_3} + \frac{C_3}{C_2} + 2}} \quad (5.30)$$

$$a = \frac{1}{Q} = \frac{\sqrt{\frac{C_2}{C_3} + \frac{C_3}{C_2} + 2}}{\sqrt{\frac{R_1}{R_3}}} \quad (5.31)$$

Z ostatnich dwóch wzorów wynika, że:

$$aQ^2 = Q = \frac{\sqrt{\frac{R_1}{R_3}}}{\sqrt{\frac{C_2}{C_3} + \frac{C_3}{C_2} + 2}} \quad (5.32)$$

W celu osiągnięcia dużej wartości współczynnika (5.32) należy dobrać jednakowe pojemności $C_2 = C_3$ i dużą wartość stosunku rezystancji R_1/R_3 .

Równanie zamkniętej pętli $A_1\beta = 1$ dla transmitancji β danej wzorem (5.28) prowadzi do następującego warunku podtrzymywania drgań (liniowy warunek generacji drgań o stałej amplitudzie):

$$A_1 \cong \frac{1}{\beta(\omega_o)} = aQ = 1 \quad (5.33)$$

Pulsacja drgań jest natomiast równa w przybliżeniu pulsacji środkowej transmitancji β i dana jest wzorem (5.29). Jak wynika ze wzorów (5.29) i (5.27), zmiany wartości rezystancji R_1 powodują zmiany częstotliwości drgań, nie wpływając na warunek (5.27) i tym samym na zależność (5.33). Rezystor R_1 może więc być wykorzystany do przestrajania częstotliwości drgań.

Badania symulacyjne generatora z rys.5.7 przeprowadzono dla identycznie zaprojektowanego wzmacniacza A_1 , wtórnika prądowego A_2 i wtórnika napięciowego jak w przypadku generatora przestrajanego jednym kondensatorem. Sposób zasilania tych układów jest również taki sam, tzn. $V_{DD} = 3.3V$, $V_{SS} = -3.3V$, $I_B = 500\mu A$. Elementy pasywne mają wartości: $C_1 = 330pF$, $C_2 = C_3 = 1nF$, $R_{obc} = 1.6k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $R_3 = 150\Omega$. Dobre parametry wytwarzanych drgań uzyskano zmieniając wartość rezystora przestrajającego częstotliwość drgań w przedziale od $R_1 = 1.2k\Omega$ do $R_1 = 270\Omega$. W tabeli 7 przedstawiono wyniki symulacji dla czterech wartości rezystancji R_1 z tego przedziału. Uzyskane rezultaty są zgodne z przewidywaniami teoretycznymi. Częstotliwość drgań f_o jest w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalna do $\sqrt{R_1}$. Zmiany R_1 prawie nie wpływają na amplitudę drgań U_o (w zakresie jednej oktawy zmian f_o). Większym wartościom rezystancji R_1 odpowiadają większe wartości współczynnika

aQ^2 (wzór (5.32)), tzn. większa selektywność transmitancji sprzężenia zwrotnego β . Większa wartość aQ^2 zapewnia lepsze właściwości szumowe (mniejsza wartość współczynnika $M = U_{szout}/\sqrt{Hz}$) oraz silniejsze tłumienie składowych harmoniczných (mniejsza wartość współczynnika zniekształceń harmoniczných h). Uzyskane, małe wartości współczynnika M oznaczają dobrą, krótkoterminową stałość częstotliwości drgań, co jest ważną zaletą tego generatora. Amplitudę drgań i poziom zniekształceń nieliniowych można regulować przez zmiany odpowiednio napięcia V_a i V_{st} . Wyniki zamieszczone w tabeli 7 dotyczą stałych wartości tych parametrów, tj. $V_a = -2.1V$ i $V_{st} = -1.454V$.

Tabela 7

Najważniejsze parametry generatora przestrajanego rezystorem R_1

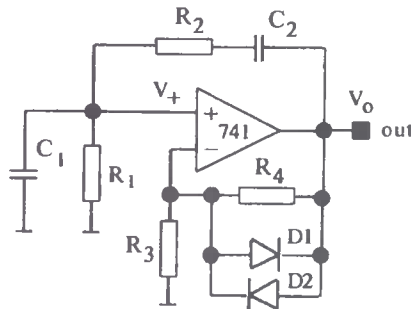
rezystancja R_1 [Ω]	1200	750	430	270
częstotliwość drgań f_o [kHz]	364	458	596	740
napięcie szumów na wyjściu U_{szout} [μV]	275	315	424	579
miara szumów M [$\mu V/(Hz)^{1/2}$]	0.45	0.46	0.55	0.67
amplituda drgań U_o [V]	1.06	1.1	1.09	1.07
współczynnik aQ^2 [bezwymiarowy]	1.41	1.12	0.85	0.67
współczynnik zniekształceń harmoniczných h [%]	0.7	1.2	1.4	1.5

Zastępując rezystor R_1 przez układ aktywny CMOS, symulujący rezystancję regulowaną elektronicznie, można uzyskać generator przestrajany napięciem. Znane układy symulatorów rezystancji [49-52] są jednak dosyć skomplikowane, a ich parametry nie są najlepsze.

6. Porównanie generatorów prądowych, prezentowanych w rozprawie, z popularnymi generatorami napięciowymi

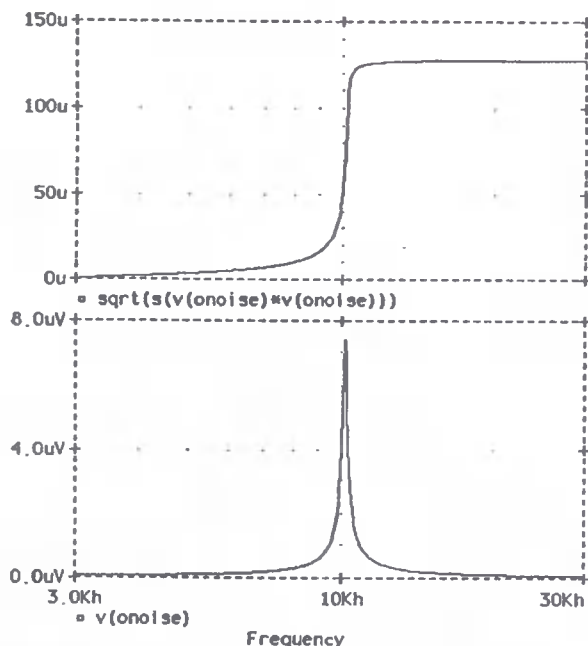
Jak pokazano analitycznie w podrozdziale 3.2, szum na wyjściu generatora oraz szum fazowy wytwarzanych drgań są tym mniejsze, im większą wartość przyjmuje współczynnik aQ^2 , charakteryzujący selektywność sprzężenia zwrotnego generatora. W rozdziale 4, dla celów porównawczych przedstawiono klasyczny, napięciowy generator z mostkiem Wiena. Maksymalna wartość współczynnika aQ^2 , jaką można uzyskać dla generatora z mostkiem Wiena, jest stosunkowo mała i wynosi $aQ^2 \cong 0.125$. Zaletą prezentowanych w rozprawie generatorów jest możliwość uzyskania większych wartości współczynnika aQ^2 . Dotyczy to zarówno układu przestrajanego za pomocą dodatkowego wzmacniacza (pokazanego w rozdziale 4), gdzie współczynnik aQ^2 osiąga nieco większe wartości, jak i układów przestrajanych za pomocą jednego kondensatora lub jednego rezystora (pokazanych w rozdziale 5), gdzie współczynnik aQ^2 może osiągać znacznie większe wartości niż w generatorze z mostkiem Wiena.

Szum na wyjściu generatora zależy nie tylko od selektywności obwodu sprzężenia zwrotnego (współczynnik aQ^2), ale również od poziomu szumów generowanych przez elementy i liczby elementów wchodzących w skład generatora (im więcej elementów szumiących, tym większy szum całkowity). Wyniki symulacji komputerowej dotyczące szumów prezentowanych generatorów CMOS są podane w rozdziałach 4 i 5. Na rys.6.2 przedstawiono, dla porównania, wyniki badań symulacyjnych generatora z mostkiem Wiena zbudowanego na wzmacniaczu operacyjnym typu 741. Schemat badanego generatora jest pokazany na rys.6.1, gdzie $R_1 = 2k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $R_3 = 2k\Omega$, $R_4 = 2.02k\Omega$, $C_1 = 7.5nF$ i $C_2 = 15nF$. Dla podanych wartości otrzymuje się $m = R_2/R_1 = 0.5$ i $n = C_1/C_2 = 0.5$, co odpowiada maksymalnej możliwej do uzyskania wartości współczynnika aQ^2 równej $aQ^2 \cong 0.125$ (patrz wzór (4.38)). Diody D1 i D2 pełnią funkcję ograniczników amplitudy drgań.



Rys.6.1. Generator z mostkiem Wiena testowany komputerowo w celu porównania właściwości szumowych

Amplituda drgań sinusoidalnych wytwarzanych w układzie z rys.6.1 jest równa $U_o = 0.94V$, częstotliwość jest równa $f_o = 10.2kHz$, a współczynnik zniekształceń harmonicznich ma wartość $h \cong 1\%$.



Rys.6.2. Szumy generatora z rys. 6.1. ($f_o = 10.2kHz$, $U_o = 0.94V$, $h \cong 1\%$):
 a) gęstość widmowa napięcia szumów [V/\sqrt{Hz}] na wyjściu (wykres dolny)
 b) napięcie szumów [V] na wyjściu (wykres górny)

Zastępcze napięcie szumów na wyjściu, uzyskane w wyniku całkowania w przedziale częstotliwości od $3kHz$ do $30kHz$ (jedna dekada, tak jak w przypadku generatorów prezentowanych w pracy) jest równe $U_{sz_{out}} \cong 128\mu V$. Dla podanych wartości stosunek $U_{sz_{out}}$ do $\sqrt{f_o}$, będący miarą właściwości szumowych generatora, wynosi $M = U_{sz_{out}}/\sqrt{f_o} \cong 1.28 [\mu V/\sqrt{Hz}]$. Uzyskane wyniki oraz wyniki dotyczące generatorów omawianych w rozdziałach 4 i 5 są zebrane w tabeli 8.

Porównując podane w tabeli 8 wartości współczynnika M widać, że właściwości szumowe generatora CMOS przestrajanego za pomocą dodatkowego wzmacniacza A_2 są nieco gorsze niż generatora z mostkiem Wiena z rys.6.1, mimo iż wartości współczynnika aQ^2 dla tego generatora są trochę większe. Wynika to z faktu, że testowany generator z mostkiem Wiena jest rozwiązaniem prostszym i zawiera mniej elementów szumiących. W układzie z rys.6.1 nie ma jednak możliwości elektronicznej regulacji ani częstotliwości drgań, ani amplitudy drgań ani żadnego innego parametru. Wprowadzenie takiej elektronicznej regulacji jest w tym przypadku bardzo kłopotliwe i wiąże się z koniecznością znacznej rozbudowy układu, co oznacza duży wzrost poziomu jego szumów. W przypadku prezentowanego w rozdziale 4 generatora CMOS, częstotliwość drgań jest przestrajana elektronicznie przez zmiany wzmocnienia wzmacniacza A_2 , amplituda drgań jest regulowana elektronicznie za pomocą napięcia V_a , a elektroniczne

zmiany wzmocnienia wzmacniacza A_1 (podtrzymującego drgania) pozwalają na regulację zniekształceń nieliniowych i poziomu szumów (przez zmianę części rzeczywistej pierwiastków równania charakterystycznego). Tak więc generator CMOS prezentowany w rozdziale 4 wykazuje wyższość nad klasycznym generatorem z mostkiem Wiena, mimo iż pracuje z małymi napięciami zasilania ($\pm 3.3V$).

Tabela 8

Podstawowe parametry generatorów prezentowanych w rozprawie
na tle parametrów generatora z mostkiem Wiena

Generator	f_0 [kHz]	U_0 [V]	h [%]	U_{SZout} [mV]	M [$\mu V/(Hz)^{1/2}$]	aQ^2
z mostkiem Wiena na wzmacniaczu operacyjnym 741	10.2	0.94	1.02	0.13	1.3	0.125
CMOS przestrajany za pomocą wzmacniacza A_2	280	1.004	1.3	1.02	1.9	0.13
	565	1.035	1.1	1.36	1.8	0.24
	565	1.02	1.4	1.1	1.5	0.24
CMOS przestrajany za pomocą kondensatora	366	1.0	1.6	0.435	0.72	0.57
	800	1.02	0.9	0.494	0.55	1.3
CMOS przestrajany za pomocą rezystora	364	1.06	0.7	0.275	0.45	1.41
	740	1.07	1.5	0.579	0.67	0.67

W tabeli 8 podano trzy zestawy wyników, dotyczących generatora CMOS przestrajanego za pomocą wzmacniacza A_2 . Dwa pierwsze zestawy odpowiadają różnym częstotliwościom drgań, tzn. częstotliwości $f_0 = 280kHz$ i częstotliwości $f_0 = 565kHz$. Dla częstotliwości $f_0 = 565kHz$ współczynnik aQ^2 ma większą wartość (lepsza selektywność obwodu sprzężenia zwrotnego). Z tego powodu generowany przebieg ma mniejsze zniekształcenia nieliniowe ($h \cong 1.1\%$) oraz mniejszą wartość współczynnika $M = 1.8$ (lepsze właściwości szumowe). Zestaw drugi i trzeci dotyczą tej samej częstotliwości drgań $f_0 = 565kHz$, natomiast różnią się wartością części rzeczywistej pierwiastków równania charakterystycznego. Dla większej wartości części rzeczywistej tych pierwiastków (zestaw trzeci) uzyskano lepsze właściwości szumowe ($M = 1.5$), ale kosztem zwiększenia zniekształceń nieliniowych ($h \cong 1.4\%$).

Dwa pozostałe generatory CMOS podane w tabeli 8, tzn. generator przestrajany za pomocą jednego kondensatora i generator przestrajany za pomocą jednego rezystora, charakteryzują się lepszymi właściwościami szumowymi zarówno od generatora CMOS przestrajanego za pomocą wzmacniacza A_2 , jak i od testowanego generatora z mostkiem Wiena. Widać to, porównując wartości współczynnika M . Główną przyczyną takiego stanu rzeczy jest dużo lepsza selektywność obwodów sprzężenia zwrotnego tych generatorów, w porównaniu z obu poprzednimi generatorami (większe wartości współczynnika aQ^2). Widoczna jest ponadto prawidłowość, że im większa jest wartość współczynnika aQ^2 , tym lepsze są właściwości szumowe generatora i mniejsze zniekształcenia nieliniowe wytwarzanych drgań.

Na koniec warto dokonać krótkiego porównania prezentowanych generatorów prądowych CMOS z innymi rozwiązaniami generatorów wytwarzających drgania sinusoidalne w zakresie małych i średnich częstotliwości. Oprócz klasycznych generatorów RC,

których przedstawicielem jest generator z mostkiem Wiena, należy tu wymienić tzw. generatory funkcyjne, synteзаторы częstotliwości z pętlą PLL oraz generatory z cyfrową syntezą częstotliwości. Najważniejsze cechy tych układów są podane w tabeli 9.

Tabela 9

Porównanie właściwości i możliwości niektórych typów generatorów drgań sinusoidalnych małych i średnich częstotliwości

Parametr (cecha)	Typ generatora				
	generatory prądowe omawiane w rozprawie	generatory z mostkiem Wiena na wzmacniaczu operacyjnym	multiwibratory RC (generatory funkcyjne)	synteзаторы częstotliwości z pętlą PLL	generatory z cyfrową syntezą częstotliwości
stopień złożoności	proste	proste	złożone	złożone	złożone
przystosowane do zasilania małymi napięciami	tak	nie	nie	nie	nie
możliwość elektronicznej regulacji parametrów	dosyć dobra	zła	dobra	dobra	dobra
generowane częstotliwości	małe, średnie i dosyć duże	małe i średnie	bardzo małe, małe i średnie	od małych do dużych	od bardzo małych do dosyć dużych
długoterminowa stałość częstotliwości	średnia	średnia	średnia	dobra - - b. dobra	dobra - - b. dobra
krótkoterminowa stałość częstotliwości (szum fazowy)	średnia - - dobra	średnia	średnia - - zła	dobra	średnia - - dobra

Generatory funkcyjne są multiwibratorami astabilnymi, które wytwarzają dwa podstawowe przebiegi: trójkątny i prostokątny. Przebieg trójkątny jest dodatkowo przekształcany za pomocą odpowiedniego układu nieliniowego na przebieg o kształcie sinusoidy. Zaletą tych układów jest możliwość elektronicznego przestrajania częstotliwości w bardzo szerokim zakresie. Zwykle odbywa się to przez zmianę wartości prądu ładującego i rozładowującego odpowiedni kondensator. Do wad tego typu generatorów należy zaliczyć nie najlepszą stałość częstotliwości drgań, zwłaszcza stałość krótkotermini-

nową (duży szum fazowy) oraz stosunkowo małe wartości generowanych częstotliwości.

W synteźatorze częstotliwości z pętlą fazową PLL wykorzystywany jest stabilny wzorzec częstotliwości (np. generator kwarcowy) do synchronizacji fazy przebiegów wytwarzanych w pętli. Przez podział częstotliwości wzorca i częstotliwości generatora pracującego w pętli wprowadza się w stan synchronizmu przebiegi o podzielonych częstotliwościach. W rezultacie uzyskuje się możliwość dyskretnej zmiany częstotliwości, przez zmiany współczynników podziału, oraz dobrą długoterminową stałość częstotliwości przebiegów generowanych w pętli, zbliżoną do stałości wzorca. Jest to główna zaleta synteźatorów z pętlą PLL. Jeśli chodzi o krótkoterminową stałość częstotliwości (szum fazowy), to dla przebiegów generowanych w pętli jest ona gorsza niż dla wzorca z powodu szumów własnych pętli PLL.

W generatorze z cyfrową syntezą częstotliwości kształt przebiegu sinusoidalnego o stałej amplitudzie jest zapisany w pamięci RAM. Regulacja częstotliwości drgań polega na zmianach szybkości odczytu danych z tej pamięci. W generatorze HP33120A jest to np. realizowane przez zmiany długości kroku, z jakim przechodzi się do kolejnej wartości fazy przebiegu sinusoidalnego przy stałej częstotliwości zegara. Im dłuższy krok, tym większa częstotliwość syntetyzowanego przebiegu (mniejsza liczba próbek pobieranych w ciągu jednego okresu sinusoidy). Odczytany sygnał cyfrowy jest następnie przetwarzany na sygnał analogowy i przepuszczany przez filtr dolnoprzepustowy o bardzo silnym tłumieniu w pasmie zaporowym. Chodzi o odfiltrowanie zniekształceń związanych z kwantyzacją. W generatorze HP33120A do tego celu wykorzystano filtr pasywny LC dziewiątego rzędu. W synteźatorze tego typu zarówno zniekształcenia harmoniczne, jak i szum fazowy szybko rosną w miarę zwiększania częstotliwości drgań, co wynika z kwantyzacji (ze wzrostem częstotliwości drgań maleje liczba próbek w jednym okresie).

Podane trzy typy generatorów, tzn. generatory funkcyjne, synteźatory z pętlą PLL i generatory z cyfrową syntezą częstotliwości, są urządzeniami o złożonej budowie i pod tym względem zasadniczo różnią się od proponowanych w rozprawie generatorów prądowych CMOS. Urządzenia te pracują w trybie napięciowym i nie są przystosowane do realizacji w postaci jednego układu scalonego, zasilanego małym napięciem.

7. Podsumowanie

W pracy omawiany jest problem wytwarzania sinusoidalnie zmiennych sygnałów prądowych w układach CMOS, zasilanych małymi napięciami. Potrzeba realizacji takich generatorów wynika z rozwoju układów analogowych pracujących w trybie prądowym. Rozważania prowadzone w pracy obejmują dwie grupy zagadnień. Jedną stanowią problemy dotyczące podstawowych układów CMOS, stosowanych do prądowego przetwarzania sygnałów, które umożliwiają pracę w warunkach małych napięć zasilania. Druga grupa zagadnień dotyczy generatorów, ich projektowania i właściwości. Efektem końcowym są propozycje sterowanych elektronicznie generatorów prądowych o dobrych parametrach, przystosowanych do realizacji w postaci układu scalonego CMOS, zasilanego napięciem $\pm 3.3V$. Wskazanie rozwiązań takich generatorów było **głównym celem** rozprawy.

Generalny wniosek wynikający z pracy jest potwierdzeniem **postawionej tezy**, że mimo małego napięcia zasilania, pracując w trybie prądowym można zrealizować generatory CMOS o dobrych właściwościach i możliwościach, lepszych niż w przypadku klasycznych generatorów RC małych i średnich częstotliwości, pracujących w trybie napięciowym. Dowodzi tego dyskusja przeprowadzona w rozdziale 6.

Przedstawione w pracy wyniki badań pozwalają sformułować szereg wniosków szczegółowych, z których część dotyczy bloków aktywnych CMOS, pracujących w trybie prądowym, a część zagadnień związanych z wytwarzaniem drgań sinusoidalnych.

Bloki aktywne pracujące w trybie prądowym powinny charakteryzować się bardzo małą wartością rezystancji wejściowej R_{ix} , ponieważ inne rezystancje w układzie mogą mieć wtedy stosunkowo małe wartości, co umożliwia uzyskanie szerokiego pasma przenoszonych częstotliwości. Dla małych wartości rezystancji R_{ix} uzyskuje się ponadto lepsze właściwości wtórnika napięciowego przedstawionego w podrozdziale 2.2 (transmitancja napięciowa wykazuje mniejsze *podbicie* w pobliżu częstotliwości granicznej). Uzyskana, bardzo mała wartość rezystancji $R_{ix} \cong 1\Omega$ jest efektem zastosowania rozwiązania zaproponowanego w pracach [35, 37]. Jednym z warunków uzyskania małej wartości rezystancji R_{ix} jest zaprojektowanie odpowiednio szerokich kanałów niektórych tranzystorów.

Innym, podstawowym elementem prezentowanych bloków aktywnych jest zwierciadło prądowe. Dokonano przeglądu różnych rozwiązań i wybrano jako zwierciadło najbardziej odpowiednie układ zaproponowany w pracy [24]. Zwierciadło to, mimo prostej budowy, przy odpowiednim zaprojektowaniu umożliwia osiągnięcie dobrej liniowości transmitancji prądowej. Jest to istotna zaleta w przypadku układów, które mają pracować bez pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Zwiększanie wartości prądów polaryzujących tranzystory pozwala poprawić stosunek sygnał/szum przy danym poziomie zniekształceń nieliniowych. W przypadku układów CMOS poprawa ta jest wyraźniejsza niż w przypadku układów bipolarnych, na co zwrócono uwagę w podrozdziale 2.1. W warunkach pracy z małymi napięciami zasilania, duże prądy polaryzujące można praktycznie uzyskać tylko dla dużych wartości stosunku W/L (stosunek szerokości do długości kanału). Tak więc szerokie kanały tranzystorów są pożądane nie tylko ze względu na minimalizację rezystancji R_{ix} , ale również na poprawę właściwości szumowych prezentowanych układów CMOS.

Innym czynnikiem, poprawiającym stosunek sygnał/szum aktywnych bloków generatora, jest zastosowanie symetrycznych wyjść. Daje to efekt podwojenia poziomu sygnału przy tej samej wartości prądów polaryzujących. Wszystkie prezentowane w rozprawie bloki aktywne (rozdział 2) mają symetryczne wyjścia.

Poszukując odpowiednich rozwiązań i projektując generatory, główny nacisk położono na uzyskanie możliwie dobrej, krótkoterminowej stałości częstotliwości drgań (mały szum fazowy) oraz na możliwość elektronicznej regulacji podstawowych parametrów wytwarzanych drgań, tj. częstotliwości, amplitudy i zniekształceń harmonicznych. W podrozdziale 3.2 przeprowadzono analizę teoretyczną właściwości szumowych generatora z selektywnym sprzężeniem zwrotnym. Wynika z niej, że wprowadzenie drugiej gałęzi sprzężenia zwrotnego o charakterze rezystywnym (wypadkowe sprzężenie jest wtedy typu środkowozaporowego) nie poprawia w sposób istotny właściwości szumowych generatora. Sposobem na poprawę stosunku sygnał/szum generatora jest natomiast zwiększanie selektywności gałęzi sprzężenia zwrotnego opisanej transmitancją typu środkowoprzepustowego. Szum fazowy jest w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalny do współczynnika aQ^2 , gdzie a i Q są parametrami tej transmitancji. Wyniki symulacji komputerowej w pełni to potwierdzają (rozdziały 4 i 5).

Inną prawidłowością przewidzianą teoretycznie w podrozdziale 2.1 i potwierdzoną przez badania symulacyjne jest fakt, że zmniejszanie wartości części rzeczywistej pierwiastków równania charakterystycznego (zmniejszanie zniekształceń harmonicznych) powoduje wzrost poziomu szumu fazowego. Oznacza to, że wymagania dotyczące małych zniekształceń nieliniowych i dobrej, krótkoterminowej stałości częstotliwości drgań są sprzeczne.

Wykorzystując dwa równoległe wyjścia wzmacniacza prądowego podtrzymującego drgania uzyskuje się dodatkowe tłumienie składowych harmonicznych generowanych drgań, co wyjaśniono w podrozdziale 3.4. Wyprowadzenie generowanego sygnału do wyjścia generatora dodatkowego filtra środkowoprzepustowego o częstotliwości środkowej równej częstotliwości drgań. Zalety tej nie posiadają generatory pracujące w trybie napięciowym. Dołączenie obciążenia i obwodu sprzężenia zwrotnego generatora do dwóch różnych wyjść wzmacniacza zapewnia ponadto bardzo dobrą separację tych obwodów (bardzo mały wpływ obciążenia na parametry wytwarzanych drgań).

Generator przedstawiony w rozdziale 4 jest przestrajany przez zmiany wzmocnienia dodatkowego wzmacniacza, co pozwala wykorzystać go jako generator sterowany napięciem. Wykazuje on podobny poziom szumu fazowego jak klasyczne generatory RC, które nie są przystosowane do elektronicznego sterowania i wymagają dużych napięć zasilających (np. generator z mostkiem Wiena na wzmacniaczu operacyjnym). Zakres przestrajania przy dobrych parametrach generowanego przebiegu wynosi około jedną oktawę. Czas reakcji generatora (zmiana częstotliwości) na zmiany napięcia sterującego jest bardzo krótki.

Generatory przedstawione w rozdziale 5 charakteryzują się dobrą selektywnością obwodu sprzężenia zwrotnego. Wykorzystując do przestrajania częstotliwości drgań odpowiednio połączone diody pojemnościowe uzyskuje się generator sterowany napięciem. W porównaniu z generatorem przestrajany za pomocą dodatkowego wzmacniacza jest to układ o lepszej krótkoterminowej stałości częstotliwości, ale o węższym zakresie elektronicznego przestrajania (ograniczenie wynika z możliwości diod pojemnościowych) oraz o znacznie dłuższym czasie reakcji (zmiana częstotliwości) na zmiany napięcia sterującego.

Dodatek: Modele tranzystorów

Parametry modeli tranzystorów, użytych do badań symulacyjnych za pomocą programu PSPICE, są przedstawione w tabeli poniżej. Podana jest nazwa parametru, jego symbol oraz wartość dla tranzystorów z kanałem typu "n" (NMOS) i dla tranzystorów z kanałem typu "p" (PMOS). Są to parametry modelu poziomego drugiego, a podane wartości zostały opracowane w ramach pracy doktorskiej [84] w *Texas A&M University* dla potrzeb badania wzmacniaczy operacyjnych transkonduktancyjnych, realizowanych w technologii $2\mu\text{m}$ z podwójną metalizacją i bramkami z krzemu polikrystalicznego.

Parametr	Symbol	Wartość dla NMOS	Wartość dla PMOS
szerokość kanału	W	-	-
długość kanału	L	2μ	2μ
rodzaj modelu	Level	2	2
współczynnik transkonduktancji	Kp	52μ	20μ
napięcie progowe	Vto	0.9	-0.8
współczynnik modulacji długości kanału	Lambda	20m	50m
parametr progowy podłoża	Gamma	0.5	0.3
grubość warstwy tlenku	Tox	35n	35n
koncentracja domieszek w podłożu	Nsub	$9\text{E}+16$	$3\text{E}+16$
podwojona wartość potencjału Fermiego dla materiału podłoża	Phi	0.6	0.6
ruchliwość nośników w kanale	Uo	620	250
wzdłużny współczynnik dyfuzji bocznej	Ld	0.1μ	0.1μ
powierzchniowa gęstość rezystancji źródła i drenu	Rsh	22	71
powierzchniowa gęstość stanów	Nss	$1\text{E}+12$	$1\text{E}+12$
typ bramki: Tpg = 1 oznacza bramkę taką jak podłożę	Tpg	1	1
powierzchniowa gęstość stanów zmiennych	Nfs	$2.8\text{E}+12$	$1.2\text{E}+11$
metalurgiczna głębokość złącza	Xj	0.25μ	0.25μ
krytyczne pole degradacji ruchliwości nośników ładunku	UCRIT	120k	24k
wykładnik krytycznego pola ruchliwości	Uexp	0.22	0.23
maksymalna prędkość unoszenia ładunku	Vmax	90k	38k
współczynnik całkowitego ładunku w kanale	Neff	1	1
współczynnik zmian napięcia progowego	Delta	2	0.9

pojemność bramka-źródło na jednostkę szerokości kanału	Cgso	150p	140p
pojemność bramka-dren na jednostkę szerokości kanału	Cgdo	150p	140p
pojemność bramka-podłoże na jednostkę szerokości kanału	Cgbo	600p	630p
potencjał wbudowany dla złączy izolujących	Pb	0.8	0.7
opis profilu domieszkowania płaskiej części złączy izolujących	Mj	0.47	0.44
gęstość powierzchniowa pojemności płaskiej części złączy izolujących dla zerowej polaryzacji	Cj	0.39m	0.22m
opis profilu domieszkowania bocznej części złączy izolujących	Mjsw	0.38	0.22
pojemność na jednostkę powierzchni bocznej złączy izolujących dla zerowej polaryzacji	Cjsw	0.54n	0.26n
współczynnik szumów migotania	KF	1.5E-30	1.5E-30

Bibliografia

Prądowe przetwarzanie sygnałów, prądowe sprzężenie zwrotne, podstawowe układy i podukłady CMOS

- [1] Smith K.C. and Sedra A.S.: *The current conveyor: A new circuit building block*, IEEE Trans. Circuit Theory, Vol. CT-56, s. 1368-1369, 1968.
- [2] Sedra A.S. and Smith K.C.: *A second-generation current conveyor and its application*, IEEE Trans. Circuit Theory, Vol. CT-17, s. 132-133, 1970.
- [3] Sedra A. and Roberts G.: *Current conveyor theory and practice, Analogue IC design: the current mode approach*, London U.K.: Peter Peregrinus, Chap. 3, s. 93-126, 1990.
- [4] Surakamponporn W. and Thitimajshima P.: *Integrable electronically tuned current conveyors*, IEE Proc., Vol. 135, Pt. G, No. 2, s. 71-77, April 1988.
- [5] Surakamponporn W., Kumwachara K.: *CMOS-based electronically tunable current conveyor*, Electronics Lett., s. 1316-1317, Vol. 28, 1992.
- [6] Fabre A. and Mimeche N.: *Class A/AB second-generation current conveyor with controlled current gain*, Electronics Lett., Vol. 30, s. 1267-1269, August 1994.
- [7] Toumazou C. and Lindgey J.: *Universal current-mode analogue amplifiers*, Analogue IC design: the current mode approach, London, U.K.: Peter Peregrinus, Chap. 4, 1990.
- [8] Wang Z.: *Current-mode CMOS integrated circuits for analog computation and signal processing: a tutorial*, Analog Integrated Circuits and Signal Proc. (AICSP), (1), s. 287-295, 1991.
- [9] Franco S.: *Analytical foundation of current-feedback amplifiers*, Proc. of ISCAS'93, s. 1050-1053, Chicago 1993.
- [10] Harwey B.: *Current feedback opamp limitations: a state of the art review*, Proc. of ISCAS'93, s. 1066-1069, Chicago 1993.
- [11] Smith S. and Sanchez-Sinencio E.: *3V high-frequency current-mode filters*, Proc. of ISCAS'93, Chicago 1993.
- [12] Toumazou C., Lindgey F.J. and Chattong S.: *High frequency current conveyor precision full-wave rectifier*, Electronics Lett., Vol. 30, s. 745-746, May 1994.
- [13] Abou-Allam E. and El-Masry E.I.: *High CMMR CMOS current operational amplifier*, Electronics Lett., Vol. 30, s. 1042-1043, June 1994.
- [14] Otte R. and Roermund A.H.M.: *Low-voltage, low-power, wide range controllable current amplifier for hearing aids*, Electronics Lett., Vol. 30, s. 178-180, February 1994.
- [15] Reimann T., Krummenacher F. and Declercq M.: *High speed BiCMOS current mode differential track-and-hold circuit*, Electronics Lett., Vol. 30, s. 1730-1732, October 1994.
- [16] Bruun E.: *CMOS high speed, high precision current conveyor and current feedback amplifier structures*, Int. J. Electronics, Vol. 74, s. 93-100, 1993.

- [17] Laopoulos T., Siskos S., Bafleur M. and Givelin P.: *CMOS current conveyor*, Electronics Lett., Vol. 28, s. 2261-2262, 1992.
- [18] Guziński A., Kulej T.: *CMOS second generation current conveyor*, Mat. XVI Kraj. Konf. TOiUE, s. 72-78, Kołobrzeg 1993.
- [19] Kulej T.: *Fast and accurate CMOS current conveyor*, Mat. XVII Kraj. Konf. TOiUE, s. 107-112, Polanica 1994.
- [20] Cheng C.H. and Toumazou C.: *3V MOS current conveyor cell for VLSI technology*, Electronics Lett., Vol. 29, s. 317-318, November 1993.
- [21] Guziński A., Kulej T.: *CMOS unity-gain current amplifier*, Mat. XVII Kraj. Konf. TOiUE, s. 95-100, Polanica 1994.
- [22] Fabre A. and Barthelemy H.: *Composite second-generation current conveyor with reduced parasitic resistance*, Electronics Lett., Vol. 30, s. 377-378, March 1994.
- [23] Sackinger E. and Guggenbuhl W.: *A high-swing high-impedance MOS cascode circuit*, IEEE Journal of solid-state circuits, Vol. 25, s. 289-298, 1990.
- [24] Guziński A., Kulej T.: *Novel current mirror realization for CCII applications*, Mat. XV Kraj. Konf. TOiUE, s. 78-83, Szczyrk 1992.
- [25] Mucha I.: *Low-output-impedance CMOS voltage buffer*, Electronics Lett., Vol. 28, s. 2071-2072, October 1992.
- [26] Palumbo G.: *Optimised design of Wilson and improved Wilson CMOS current mirrors*, Electronics Lett., Vol. 29, s. 818-819, April 1993.
- [27] Balmford R.A.H. and Redman-White W.: *New high-compliance CMOS current mirror with low harmonic distortion for high-frequency circuits*, Electronics Lett., Vol. 29, s. 1738-1739, September 1993.
- [28] Serrano T. and Linares-Barranco B.: *The active-input regulated-cascode current mirror*, IEEE Trans. Circuits Syst.-I: fundamental theory and application, Vol. 41, s. 464-467, June 1994.
- [29] Nandi R. and Ray S.B.: *Precise realisation of current-mode integrator using current conveyor*, Electronics Lett., Vol. 29, s. 1152-1153, June 1993.
- [30] Guziński A., Białko M., Wezgraj A.: *Current-mode integrators*, Mat. XVI Kraj. Konf. TOiUE, s. 67-71, Kołobrzeg 1993.
- [31] Szczepański S., Jakusz J., Król J.: *Linear CMOS current-mode cells with electronically variable gain*, Mat. XV Kraj. Konf. TOiUE, s. 66-71, Szczyrk 1992.
- [32] Kuta S., Machowski W., Jasielski J.: *CMOS operational amplifier with current feedback*, Mat. XVII Kraj. Konf. TOiUE, s. 113-118, Polanica 1994.
- [33] Kuta S., Machowski W., Jasielski J.: *CMOS current mode impedance converters and inverters*, Mat. XVII Kraj. Konf. TOiUE, s. 119-124, Polanica 1994.
- [34] Wojtyna R.: *Stabilny generator RC pracujący w trybie prądowym*, Mat. VII Kraj. Symp. URSI, s. 147-150, Gdańsk 1993.
- [35] Wojtyna R.: *High performance CMOS current conveyor*, Mat. XVII Kraj. Konf. TOiUE, s. 136-142, Polanica 1994.
- [36] Borys A., Wojtyna R.: *Wien-bridge oscillator with current-feedback amplifier*, Mat. XVII Kraj. Konf. TOiUE, s. 143-148, Polanica 1994.
- [37] Wojtyna R.: *CMOS current conveyor for $\pm 3V$ supply operation*, Analog Integrated Circuits and Signal Proc. (AICSP) - special issue: Analog Current Processing and Current Mode Circuits, (7), s. 91-101, 1995.

- [38] Wojtyna R.: *Precision CMOS current conveyor with improved S/N ratio*, Mat. XVIII Kraj. Konf. TOiUE, s. 73-78, Zakopane 1995.
- [39] Wojtyna R.: *CMOS CCII-based voltage controlled sinusoidal oscillator*, Mat. XVIII Kraj. Konferencji TOiUE, s. 109-114, Zakopane 1995.
- [40] Wojtyna R.: *Current-mode sine-wave generation in CMOS circuits*, Mat. II Warsztatów Naukowych Polskiej Sekcji IEEE - Przetwarzanie Sygnałów 95, s. 7-10, Poznań 1995.
- [41] Wojtyna R.: *Wzmacniacz operacyjny CMOS z prądowym sprzężeniem zwrotnym zasilany napięciem $\pm 3.3V$* , Mat. VIII Kraj. Symp. URSI, s. 177-180, Wrocław 1996.
- [42] Fabre A.: *Third-generation current conveyor: a new helpful active element*, Electronics Lett., Vol. 31, s. 338-339, March 1995.
- [43] Fabre A., Saaid O. and Barthelemy H.: *On the frequency limitations of the circuits based on second generation current conveyors*, Analog Integrated Circuits and Signal Proc. (AICSP) - special issue: Analog Current Processing and Current Mode Circuits, (7), s. 113-129, 1995.
- [44] Tingleff J. and Toumazou C.: *A 5th order lowpass current mode wave active filter in CMOS technology*, Analog Integrated Circuits and Signal Proc. (AICSP) - special issue: Analog Current Processing and Current Mode Circuits, (7), s. 131-137, 1995.
- [45] Rodriguez-Vazquez A., Dominguez-Castro R., Medeiro F. and Delgado-Restituto M.: *High resolution CMOS current comparators: design and applications to current-mode function generation*, Analog Integrated Circuits and Signal Proc. (AICSP) - special issue on Analog Current Processing and Current Mode Circuits, (7), s. 149-165, 1995.
- [46] Ward V. and Syrzycki M.: *VLSI implementation of receptive fields with current-mode signal processing for smart vision sensors*, Analog Integrated Circuits and Signal Proc. (AICSP) - special issue: Analog Current Processing and Current Mode Circuits, (7), s. 167-179, 1995.
- [47] Senani R. and Singh V. K.: *KHN-equivalent biquad using current conveyors*, Electronics Lett., Vol. 31, s. 626-628, April 1995.
- [48] Majkusiak B.: *Bardzo cienki tlenek bramkowy w tranzystorze MOS: konsekwencje dla działania i modelowania*, Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej, Prace Naukowe, Elektronika, z. 97, 1991.
- [49] Czarnul Z.: *Novel MOS resistive circuit for synthesis of fully integrated continuous filters*, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-33, s. 718-721, July 1986.
- [50] Wilson G. and Chan P.K.: *Novel voltage-controlled grounded resistor*, Electronics Lett., Vol. 25, s. 1725-1726, December 1989.
- [51] Tsvividis Y. and Vavelidis K.: *Linear, electronically tunable resistor*, Electronics Lett., Vol. 28, s. 2303-2305, December 1992.
- [52] Wilson G. and Chan P.K.: *Floating CMOS resistor*, Electronics Lett., Vol. 29, s. 306-307, February 1993.

Nieliniowy opis drgań

- [53] Groszkowski J.: *Wytwarzanie drgań elektrycznych*, PWT, Warszawa 1958.
- [54] Minorsky N.: *Nonlinear oscillations*, Van Nostrand Reinhold, London 1962.
- [55] Hayashi C.: *Nonlinear oscillations in physical systems*, McGraw-Hill, New York 1964.
- [56] Blaquiere A.: *Nonlinear system analysis*, Academic Press, New York 1966.
- [57] Gelb A., Van der Velde W.E.: *Multiple-input describing functions and nonlinear system design*, McGraw-Hill, New York 1966.
- [58] Kudrewicz J.: *Contribution to the theory of weakly nonlinear oscillators*, Int. J. Circuit Theor. Appl., Vol. 4. s. 161-176, 1976.
- [59] Nayfeh A.H., Mook D.T.: *Nonlinear oscillations*, Wiley, New York 1979.
- [60] Chua L.O., Desoer C.A., Kuh E.S.: *Linear and nonlinear circuits*, McGraw-Hill, New York 1987.
- [61] Chua L.O., Tang Y.: *Nonlinear oscillation via Volterra series*, IEEE Trans. Circuits Syst. Vol. CAS-29, s. 150-168, March 1982.
- [62] Qiu S., Filanovsky I.M.: *Periodic Solutions of the Van der Pol equation with moderate values of damping coefficient*, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-34, s. 913-918, No. 8, 1987.
- [63] Borys A.: *Harmonic distortion in nearly sinusoidal oscillators*, ETT, 1, s. 459-464, 1990.
- [64] Chua L.O., Lin P.M.: *Komputerowa analiza układów elektronicznych: algorytmy i metody obliczeniowe*, WNT, Warszawa 1981.
- [65] Porębski J., Korohoda P.: *SPICE - program analizy nieliniowej układów elektronicznych*, WNT, Warszawa 1992.
- [66] Izydorczyk J.: *PSpice - komputerowa symulacja układów elektronicznych*, Helion, Gliwice 1993.

Generatory RC i OTA-C

- [67] Zagajewski T.: *Optymalizacja elektronicznych generatorów RC małej częstotliwości*, Wybrane Zagadnienia Elektroniki i Telekomunikacji, PWN, s. 147-164, Warszawa 1968.
- [68] Hribsek M., Newcomb R.W.: *VCO controlled by one variable resistor*, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-23, s. 166-169, March 1976.
- [69] Prem-Pyara V., Dutta-Roy S.C., Jamuar S.C.: *Identification and design of single-amplifier single-resistor controlled oscillators*, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-30, s. 176-181, March 1983.
- [70] Boutin N.: *On the identification and design of single-amplifier single-resistance controlled oscillators*, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-31, s. 1046-1048, December 1984.
- [71] Battacharyya B.B., Tavakoli-Darkani M.: *A unified approach to the realization of canonic RC-active single as well as variable frequency oscillator using operational amplifiers*, Int. J. Franklin Institute, Vol. 317, s. 413-439, June 1985.

- [72] Tavakoli-Darkani M., Battacharyya B.B.: *Generation and design of canonic grounded capacitor variable-frequency RC-active oscillators*, IEE Proc., Vol. 132, Pt.G., s. 153-160, August 1985.
- [73] Pookaiyaudom S., Srisuchinwong B., Kurutach W.: *A current-tunable sinusoidal oscillator*, IEEE Trans. Instr. Measurement, Vol. IM-36, s. 725-729, September 1987.
- [74] Wong J.: *Make programmable sine oscillator from quad DAC chip*, Electronic Design, s. 103-106, February 4, 1988.
- [75] Reddy M.A.: *Operational-amplifier circuits with variable phase shift and their application to high-Q active RC-filters and RC-oscillators*, IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-23, s. 384-389, June 1976.
- [76] Mikhael W.B., Michael S.: *Composite operational amplifiers: generation and finite-gain applications*, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-34, s. 449-460, May 1987.
- [77] Rodriguez-Vazquez A., Huertas J.L. and Perez-Verdu B.: *High-frequency design of the Wien-bridge oscillator using composite amplifiers*, IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-34, No. 4, s. 441-443, April 1987.
- [78] Soliman A.M., Al-Shamma'a M.H. and Al-Bab M.D.: *Active compensation of RC oscillators*, Frequenz, 42, 11/12, s. 325-332, 1988.
- [79] Awad S.S.: *Extending the frequency range of a Wien-bridge oscillator using composite operational amplifiers*, IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, Vol. 38, No. 3, s. 740-744, June 1989.
- [80] Wilson G.: *Wien bridge oscillator with reduced amplifier gain-bandwidth product dependence*, IEE Proc., Vol. 137, Pt.G, No. 1, s. 13-15, February 1990.
- [81] Carlosena A., Martinez P. and Porta S.: *An improved Wien-bridge oscillator*, IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. 37, No. 4, s. 543-546, April 1990.
- [82] Huertas J.L., Perez-Verdu B., Rodriguez-Vazquez A.: *Analysis and design of self-limiting single-op-amp RC oscillators*, Int. J. Circuit Theory Appl., Vol. 18, s. 53-69, 1990.
- [83] Senani R.: *New electronically tunable OTA-C sinusoidal oscillators*, Electronics Lett., Vol. 25, February 1989.
- [84] Linares-Barranco B.: *Design of high frequency transconductance mode CMOS voltage controlled oscillators*, PhD Dissertation, Sevilla, 1990.
- [85] Linares-Barranco B., Rodriguez-Vazquez A., Sanchez-Sinencio E., Huertas J.L.: *A 10 MHz CMOS OTA-C voltage controlled quadrature oscillator*, Electronics Lett., Vol. 15, s. 765-767, June 1989.
- [86] Rodriguez-Vazquez A., Linares-Barranco B., Huertas J.L., Sanchez-Sinencio E.: *On the design of voltage controlled sinusoidal oscillators using OTA's*, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. 37, s. 198-211, February 1990.
- [87] Celma S., Martinez P.A. and Carlosena A.: *Minimal realization for single resistor controlled sinusoidal oscillator using single CCII*, Electronics Lett., Vol. 28, s. 443-444, February 1992.
- [88] Senani R. and Singh V.K.: *Single-element-controlled sinusoidal oscillator employing single current conveyor IC*, Electronics Lett., Vol. 28, s. 414-415, February 1992.
- [89] Bhaskar D.R. and Senani R.: *New current-conveyor-based single-resistance-controlled / voltage-controlled oscillator employing grounded capacitors*, Electronics Lett., Vol. 29, s. 612-613, April 1993.

- [90] Chang C.-M.: *Novel current-conveyor-based single-resistance-controlled oscillator employing grounded resistors and capacitors*, Electronics Lett., Vol. 30, s. 181-183, February 1994.
- [91] Liu Shen-luan: *Single-resistance-controlled / voltage-controlled oscillator using current conveyors and grounded capacitors*, Electronics Lett., Vol. 31, s. 337-338, March 1995.
- [92] Roszkiewicz J., Wojtyna R.: *Problemy syntezy układów VCO*, Mat. I Kraj. Konf. TOiUE, s. 6-12, Podlesice 1977.
- [93] Roszkiewicz J., Wojtyna R.: *Synteza układów VCO sterowanych jednym elementem*, Mat. II Kraj. Symp. URSI, s. 26-29, Gdańsk 1978.
- [94] Roszkiewicz J., Wojtyna R.: *Feedback models of VCO controlled by one variable resistor*, Proc. of ECCTD 78, s. 538-542, Lausanne 1978.
- [95] Wojtyna R.: *Prosty oscylator przestrajany jednym rezystorem*, Mat. III Kraj. Konf. TOiUE, s. 498-502, Stawiska 1979.
- [96] Wojtyna R.: *Prosty oscylator RC przestrajany rezystorem*, Elektronika, s. 19-22, Nr 12, 1980.
- [97] Wojtyna R.: *Analiza generatorów RC drgań sinusoidalnych z dwupętlowym selektywnym sprzężeniem zwrotnym*, Rozprawa Doktorska, Poznań 1982.
- [98] Wojtyna R., Weiss L.J.: *Przestrajany napięciem generator RC drgań sinusoidalnych wysokiej częstotliwości*, Mat. VI Kraj. Konf. TOiUE, s. 202-206, Gliwice 1983.
- [99] Wojtyna R.: *Sterowanie częstotliwością drgań sinusoidalnych generatorów RC za pomocą dodatkowego wzmacniacza*, Rozprawy Elektrotechniczne, s. 557-572, z.2, 1985.
- [100] Wojtyna R.: *Precision Wien-bridge-based sinusoidal oscillator*, Mat. XIV Kraj. Konf. TOiUE, s. 114-119, Waplewo 1991.
- [101] Wojtyna R.: *High frequency op-amp-based RC oscillator*, Mat. XV Kraj. Konf. TOiUE, s. 133-138, Szczyrk 1992.
- [102] Wojtyna R.: *Composite-amplifier Wien-bridge oscillator with improved limit-cycle stability*, Electronics Lett., Vol. 28, No. 25, s. 2285-2286, December 1992.

Niestalość częstotliwości drgań

- [103] Stevens B.L. and Manning R.P.: *Improvements in the theory and design of RC Oscillators*, IEEE Trans. Circuit Theory, Vol. CT-18, No. 6, s. 636-643, November 1971.
- [104] Stuffle R.E., Lin P.M.: *New approaches to computer aided determination of oscillation frequency sensitivities*, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-27, s. 882-892, 1980.
- [105] Jain N.K., Singhal K.: *Efficient computational algorithm for linear oscillator frequency sensitivities*, Proc. IEE, Vol. 128, pt. G, s. 273-276, October 1980.
- [106] Borys A.: *Elementary deterministic theories of frequency and amplitude stability in feedback oscillators*, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-34, s. 254-258, March 1987.

- [107] Rutman J.: *Characterization of phase and frequency instabilities in precision frequency sources: fifteen years of progress*, Proc. of the IEE, Vol. 66, s. 1048-1075, September 1978.
- [108] Gniewińska B., Klimek Cz.: *Rezonatory i generatory kwarcowe*, WKŁ, Warszawa 1980.
- [109] Gniewińska B.: *The possibilities and perspectives of quartz frequency stabilization*, Mat. IV Kraj. Konf. TOiUE, s. 633-653, Waplewo 1991.
- [110] Filicori F., Monaco V.A. and Vannini G.: *A design method for parallel-feedback dielectric resonator oscillators*, Proc. 19th European Microwave Conference, s. 412-417, London 1989.
- [111] Ebel J.: *Das Rauschenverhalten von durchstimmbaren und festen Oszillatoren*, Nachrichten Electronic 32, s. 258-261, 1982.
- [112] Dekkar A.P.: *Approximate noise analysis of a feedback oscillator using a non-linear differential amplifier*, AEÜ, Band 41, Heft 3, s. 129-132, 1987.
- [113] Espinosa G., Montecchi F., Sanchez-Sinencio E. and Maloberti F.: *Noise performance of OTA-C filters*, Proc. ISCAS'88, s. 2173-2176, Helsinki 1988.
- [114] Guziński A.: *Liniowe elektroniczne układy analogowe*, WNT, Warszawa 1993.
- [115] Franca J.E., Tsvividis Y.P.: *Design of VLSI circuits for telecommunication and signal processing*, Prentice Hall, 1993.
- [116] Borys A., Wojtyna R.: *Environment considerations on variations of frequency and harmonic distortion of integrated VCO's*, Proc. of IIIrd Int. Conf. on Electronic Circuits, Praha 1979.
- [117] Wojtyna R., Borys A., Weiss L.J.: *Wspomagana komputerem optymalizacja właściwości termicznych obwodów rezonansowych przestrajanych diodą pojemnościową*, Rozprawy Elektrotechniczne, s. 379-391, z.2, 1984.
- [118] Wojtyna R., Borys A.: *Contribution to the linear theory of frequency stability of RC oscillators*, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-33, s. 418-424, No. 4, April 1986.
- [119] Wojtyna R.: *Stabilność częstotliwości drgań w generatorach RC - nowe podejście do starego problemu*, Mat. X Kraj. Konf. TOiUE, s. 181-186, Sobieszewo 1987.
- [120] Wojtyna R.: *Long-term and short-term frequency stabilities in sinusoidal oscillators*, Proc. of ISCAS'88, s. 639-642, Helsinki 1988.
- [121] Borys A., Wojtyna R.: *On frequency sensitivities in composite-amplifier RC oscillators*, Mat. I Warsztatów Naukowych Polskiej Sekcji IEEE - Przetwarzanie Sygnałów 93, s. 55-58, Poznań 1993.
- [122] Borys A., Wojtyna R.: *Conditions for frequency insensitivity to op-amp gain-bandwidth product in RC oscillators*, Proc. of ECCTD'93, s. 1569-1572, Davos 1993.
- [123] Borys A., Wojtyna R.: *RC oscillators with oscillation frequency independent of the op-amp gain-bandwidth product*, Int. J. Electronics, Vol. 75, s. 887-895, 1993.
- [124] Borys A., Wojtyna R.: *Influence of nonlinear effects on frequency stability in current-mode sinusoidal oscillators*, Proc. of IInd Int. Workshop NDES'94 (Nonlinear Dynamics of Electronic Systems), s. 157-162, Kraków 1994.

Stabilizacja i regulacja amplitudy drgań

- [125] Meyer-Ebrecht D.: *Schnelle Amplituden-Regelung harmonischer Oszillatoren*, Philips Research Reports Suppl., No. 6, s. 1-85, 1974.
- [126] Vannerson E., Smith K.C.: *Fast amplitude stabilization of an RC oscillator*, IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-9, s. 176-179, August 1974.
- [127] Vannerson E., Smith K.C.: *A low distortion oscillator with fast amplitude stabilization*, Int. J. Electronics, Vol. 39, s. 465-472, 1975.
- [128] Filanovsky I.M., Piskarev V.A., Stromsmoe K.A.: *On the fast amplitude control in RC-oscillators*, Proc. of ISCAS'82, s. 819-822, Rome 1982.
- [129] Kaplan B., Gendelman S. and Levi A.: *A new two-three-phase, voltage-controlled oscillator*, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. IE-30, No. 4, s. 374-378, November 1983.
- [130] Mikhael W.B., Tu S.: *Continuous and switched-capacitor multiphase oscillators*, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-31, s. 280-293, March 1984.
- [131] Filanovsky I.M.: *A Wien-bridge RC oscillator with fast amplitude control*, Int. J. Electronics, Vol. 58, s. 817-826, 1985.
- [132] Filanovsky I.M., Qiu S. and Kothapalli G.: *Sinusoidal oscillator with voltage controlled frequency and amplitude*, Int. J. Electronics, Vol. 68, No. 1, s. 95-112, 1990.
- [133] Wojtyna R.: *Przetwornik ac-dc przydatny do stabilizacji amplitudy w generatorach kwadraturowych*, Mat. X Kraj. Konf. TÓiUE, s. 187-192, Sobieszewo 1987.
- [134] Wojtyna R.: *Simple circuit for fast amplitude control in RC oscillators*, Int. J. Electronics, Vol. 67, No.4, s. 577-583, 1989.
- [135] Wojtyna R.: *Stabilizacja i regulacja amplitudy drgań sinusoidalnych w generatorach RC*, Zeszyty Naukowe ATR, Telekomunikacja-Elektronika, s. 53-64, z. 7, 1989.
- [136] Wojtyna R.: *Prostownik quasi-kluczowany jako detektor szczytowy*, Mat. XIII Kraj. Konf. TOiUE, s. 567-572, Bielsko-Biała 1990.
- [137] Wojtyna R.: *Filterless amplitude detection of multiphase sinusoidal waveforms*, Proc. of ISCAS'92, s. 1521-1524, San Diego 1992.

GENERATORY CMOS DRGAŃ HARMONICZNYCH PRACUJĄCE W TRYBIE PRĄDOWYM

Streszczenie

W pracy przedstawiono analizę teoretyczną i szczegółowe badania symulacyjne nowej grupy generatorów drgań sinusoidalnych, pracujących w trybie prądowym. Są to układy przystosowane do małych napięć zasilania, co pozwala na ich integrację z cyfrowymi i cyfrowo-analogowymi (*mieszanymi*) układami CMOS nowej generacji. Generatory te dobrze nadają się do wykorzystania jako prądowe źródła sygnałów do testowania (*built-in self test*) i dostrajania analogowych układów scalonych, zwłaszcza układów pracujących w trybie prądowym (*current-mode circuits*). Niektóre z proponowanych rozwiązań można wykorzystać jako przetworniki pojemność-częstotliwość, rezystancja-częstotliwość lub napięcie-częstotliwość. Mimo małego napięcia zasilania, udało się uzyskać dobre parametry wytwarzanych drgań, a prezentowane generatory pod pewnymi względami wykazują lepsze właściwości niż klasyczne, napięciowe generatory RC, zasilane dużymi napięciami. Duży nacisk położono na uzyskanie dobrej, krótkoterminowej stałości częstotliwości drgań (*mały szum fazowy*). Przeprowadzono, między innymi analizę teoretyczną zależności szumu fazowego od parametrów obwodu selektywnego sprzężenia zwrotnego i wzmocnienia wzmacniacza podtrzymującego drgania. Na bazie wyników tej analizy dokonano wyboru odpowiednich struktur i przeprowadzono optymalizację generatora z punktu widzenia minimalizacji jego szumu fazowego. Zaproponowane rozwiązania generatorów charakteryzują się możliwością elektronicznej regulacji podstawowych parametrów, tj. częstotliwości i amplitudy drgań oraz współczynnika zniekształceń harmonicznnych. Z tego powodu prezentowane generatory dobrze nadają się do sterowania cyfrowego. Oprócz wyboru odpowiednich struktur generatora, istotną rolę w uzyskaniu dobrych jego parametrów odegrały aktywne bloki CMOS, na bazie których został zrealizowany. Pokazano nowe rozwiązania wzmacniaczy i konwejerów prądowych o wzmocnieniu stałym i wzmocnieniu regulowanym za pomocą napięcia. Wprowadzono możliwość elektronicznego ograniczania prądu wyjściowego tych układów, co wykorzystano do elektronicznej regulacji amplitudy drgań, bez zmian wzmocnienia wzmacniacza podtrzymującego drgania. Zastosowano symetryczną strukturę wzmacniaczy i konwejerów prądowych, w celu uzyskania dużego stosunku sygnał/szum. W prezentowanych wzmacniaczach i konwejerach jako stopień wejściowy wykorzystano układ zaproponowany w pracach [35, 37], charakteryzujący się bardzo małą wartością rezystancji wejściowej zacisku X (około 1Ω). Mała wartość rezystancji wejściowej konwejerów i wzmacniaczy prądowych jest wymagana, między innymi dla osiągnięcia dużej szybkości przetwarzania sygnałów. Przedstawione układy aktywne zostały zaprojektowane z myślą o uzyskaniu dobrych generatorów, ale mogą one być wykorzystane również w innych obszarach prądowego przetwarzania sygnałów.

CURRENT-MODE CMOS SINUSOIDAL OSCILLATORS

Summary

This dissertation presents theoretical considerations and detailed PSpice simulations of novel current-mode sinusoidal oscillators. Being supplied by low voltages, the oscillators can be integrated in one chip with a new generation of low-voltage digital CMOS circuits, i.e. can be fabricated as mixed-mode IC's. They are well suited to carry out built-in self testing and tuning of analog IC's, especially current-mode signal processing circuits. Some of the oscillators proposed can be used as capacitance to frequency, resistance to frequency or voltage to frequency converters. Despite the low supply voltages, the oscillators exhibit better properties than conventional voltage-mode RC oscillators supplied by relatively high voltages. Big stress has been laid on achieving a good short-term frequency stability of the waveform generated (low phase noise). Among others, the phase noise dependence on selectivity of the oscillator feedback is studied. Results of these studies allow us to optimally choose and design low noise oscillators. Basic oscillation parameters, i.e. frequency, amplitude and harmonic distortion can be electronically controlled. For this reason, the oscillators presented are well suited for a digital control. Apart from a proper structure, an important role in obtaining good properties of the oscillator play active components on which the oscillator is based. New current conveyors and current amplifiers with both a constant gain and a voltage controlled gain have been proposed. The applied way of restricting output currents of these circuits enables the oscillation amplitude to be electronically controlled without changing the maintaining amplifier gain. Due to a symmetric structure of the current conveyors and current amplifiers, a high signal to noise ratio has been achieved. As an input stage of the amplifiers and conveyors, the circuit proposed in [35, 37] has been used, which is characterized by a very low input resistance at port X (about 1Ω). The low input resistance is required, among others, for fast signal processing. The proposed CMOS active blocks have been optimized from the point of view of their application in oscillators but they are also attractive to be used in other current-mode signal processing circuits.



**Biblioteka Główna ATR
w Bydgoszczy**

79506