

SVEUČILIŠTE JOSIPA JURJA STROSSMAYERA
U OSIJEKU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET OSIJEK

Tomislav Matić

**UTJECAJ KAŠNJENJA KOMPARATORA S HISTEREZOM NA
SREDIŠNJU FREKVENCIJU ASINKRONOG SIGMA-DELTA
MODULATORA**

Doktorska disertacija

Osijek, 2010.

Doktorska disertacija izrađena je na Zavodu za komunikacije
Elektrotehničkog fakulteta Sveučilišta J.J. Strossmayera u Osijeku.

Mentor: prof.dr.sc. Tomislav Švedek

Disertacija ima 125 stranica.

Povjerenstvo za ocjenu doktorske disertacije:

1. Dr.sc. Snježana Rimac-Drlje, izv. prof. Elektrotehničkog fakulteta Osijek
2. Dr.sc. Tomislav Švedek, red. prof. Elektrotehničkog fakulteta Osijek
3. Dr.sc. Borivoj Modlic, red. prof. Fakulteta elektrotehnike i računarstva, Zagreb

Povjerenstvo za obranu doktorske disertacije:

1. Dr.sc. Snježana Rimac-Drlje, izv. prof. Elektrotehničkog fakulteta Osijek
2. Dr.sc. Tomislav Švedek, red. prof. Elektrotehničkog fakulteta Osijek
3. Dr.sc. Borivoj Modlic, red. prof. Fakulteta elektrotehnike i računarstva, Zagreb
4. Dr.sc. Drago Žagar, izv. prof. Elektrotehničkog fakulteta Osijek
5. Dr.sc. Goran Martinović, izv. prof. Elektrotehničkog fakulteta Osijek

Datum obrane disertacije: 18. svibnja 2010. godine

Zahvaljujem se svom mentoru prof.dr.sc. Tomislavu Švedeku na uvodu u ovo znanstveno područje i uspješnom vođenju do obrane doktorske disertacije.

Sadržaj

Popis slika	I
Popis tablica	VII
Popis oznaka i kratica	IX
1. Uvod	1
2. Sigma-delta modulacija	3
2.1. Sinkrona sigma-delta (SSD) modulacija	3
2.2. Asinkrona sigma-delta (ASD) modulacija	8
2.2.1. Struktura ASD modulatora	8
2.2.2. Frekvencijski spektar izlaznog signala ASD modulatora	9
2.3. Usporedba radnih značajki sinkrone i asinkrone sigma-delta modulacije	20
2.4. Primjene sinkrone i asinkrone sigma-delta modulacije	22
2.4.1. Primjena SD modulatora za A/D pretvorbu u instrumentacijskoj tehnici	23
2.4.2. SD modulatori za A/D pretvorbu govora	24
2.4.3. Primjena SD Modulatora za A/D pretvorbu audio signala	24
2.4.4. SD pretvornici za upotrebu u ISDN i ADSL uređajima	25
2.4.5. Primjena SD modulacije u GSM i UMTS uređajima	25
2.4.6. Pojačalo snage D klase u izvedbi s ASD modulatorom	26
2.4.7. Sinkrona A/D pretvorba na temelju ASD modulacije	27
3. Modeliranje utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom na rad ASD modulatora	28
3.1. Realni parametri operacijskog pojačala	29
3.1.1. Pojačanje operacijskog pojačala - A_V	30
3.1.2. Ulazni otpor - R_{ul} i izlazni otpor - R_{izl}	32
3.1.3. Napon namještanja - U_{off}	34
3.1.4. Brzina porasta izlaznog signala - SR	35
3.1.5. Šum operacijskog pojačala - u_s i i_s	36
3.1.6. Potiskivanje smetnji iz linija napajanja - $PSRR$	40
3.1.7. Vrijeme postavljanja operacijskog pojačala - T_{sett}	42
3.2. Modeliranje utjecaja podrhtavanja napona histereze na središnju frekvenciju ASD modulatora	43

3.3.	Modeliranje utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora	47
3.3.1.	Utjecaj vremena kašnjenja komparatora s histerezom na frekvenciju i odnos impuls-pauza izlaznog signala ASD modulatora	48
3.3.2.	Prijedlog metode za smanjenje utjecaja kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora ograničavanjem napona na integratoru (metoda 1)	55
3.3.3.	Prijedlog metode za smanjenje utjecaja kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora primjenom amplitudne modulacije napona histereze (metoda 2)	62
4.	Rezultati simulacije	66
4.1.	Rezultati simulacije utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora	66
4.2.	Rezultati simulacije za ASD modulator s primjenom metode 1	73
4.3.	Rezultati simulacije za ASD modulator s primjenom metode 2	79
4.4.	Rezultati simulacije modela sinkronog PCM A/D pretvornika izvedenog pomoću ASD modulatora	86
4.5.	Rezultati simulacije primjene ASD modulatora kod pojačala snage D klase	92
5.	Rezultati laboratorijskih mjerenja	98
5.1.	Rezultati mjerenja na laboratorijskom modelu ASD modulatora	98
5.1.1.	Rezultati mjerenja utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora	99
5.1.2.	Rezultati mjerenja na laboratorijskom modelu ASD modulatora uz smanjenje utjecaja kašnjenja primjenom metode 1	101
5.1.3.	Rezultati mjerenja na laboratorijskom modelu ASD modulatora uz smanjenje utjecaja kašnjenja primjenom metode 2	105
5.2.	Rezultati mjerenja na sklopu pojačala snage D klase u izvedbi sa ASD modulatorom	108
6.	Zaključak	116
	Literatura	119
	Sažetak	123
	Abstract	124
	Životopis	125

Popis slika

Slika 2.1.	Sigma-delta modulator prvog reda	3
Slika 2.2.	Izlazni signal SSD modulatora $y(t)$ za sinusni ulazni signal $x(t)$	4
Slika 2.3.	Sigma-delta modulator prvog reda u frekvencijskoj domeni	4
Slika 2.4.	SSD modulator drugog reda	6
Slika 2.5.	Spektar izlaznog signala SSD modulatora za modulatore višeg reda [22]	6
Slika 2.6.	SSD modulator i demodulator	7
Slika 2.7.	SSD modulator i decimacijski filtar	7
Slika 2.8.	Asinkroni sigma-delta modulator	8
Slika 2.9.	Izlazni signal iz ASD modulatora za sinusni signal na ulazu	9
Slika 2.10.	Izlazni ASDM signal $y(t)$ i izlaz iz integratora $l(t)$ uz $x(t) = 0$ V	9
Slika 2.11.	Valni oblici signala $l(t)$ i $y(t)$ za $m_{ASD} = 0,8$ V	13
Slika 2.12.	Valni oblici signala $l(t)$ i $y(t)$ za $x(t) = 0,8\sin(20000\pi t)$	14
Slika 2.13.	Prikaz perioda segmenta izlaznog signala $y(t)$	14
Slika 2.14.	Frekvencijski spektar izlaznog signala $y(t)$ za $x(t) = 0.8\sin(62800t)$	19
Slika 2.15.	ASD modulator i demodulator	19
Slika 2.16.	Sinkroni a) i asinkroni b) sigma delta modulator	20
Slika 2.17.	Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ za a) SSD i b) ASD modulator	21
Slika 2.18.	Izlazni signal iz SSD i ASD modulatora	21
Slika 2.19.	Usporedba spektra SSD i ASD moduliranog signala [11]	22
Slika 2.20.	Pojačalo snage D klase u izvedbi sa ASD modulatorom	27
Slika 2.21.	Asinkroni sigma-delta A/D pretvornik	27
Slika 3.1.	Idealno operacijsko pojačalo ($R_{ul} = \infty$, $R_{izl} = 0$ i $A_{VO} = \infty$)	29
Slika 3.2.	Uz definiciju naponskog pojačanja idealnog operacijskog pojačala (zanemareni ulazni i izlazni otpori operacijskog pojačala)	30
Slika 3.3.	Invertirajući spoj operacijskog pojačala	31
Slika 3.4.	Neinvertirajući spoj operacijskog pojačala	31
Slika 3.5.	Frekvencijska ovisnost naponskog pojačanja operacijskog pojačala	32
Slika 3.6.	Ulazni otpor operacijskog pojačala [61]	32
Slika 3.7.	Utjecaj izlaznog otpora na izlazni napon	34
Slika 3.8.	Napon namještanja operacijskog pojačala [62]	34
Slika 3.9.	Brzina porasta izlaznog signala operacijskog pojačala u spoju naponskog sljedila [62]	35

Slika 3.10.	Gaussova funkcija gustoće vjerojatnosti signala sa prisutnim šumom [63]	37
Slika 3.11.	Izvori šuma u operacijskom pojačalu	38
Slika 3.12.	Invertirajući i neinvertirajući spoj operacijskog pojačala	38
Slika 3.13.	Utjecaj šuma napona u_s na izlazni napon U_{izl}	39
Slika 3.14.	Utjecaj šuma struje i_{s+} na izlazni napon U_{izl}	39
Slika 3.15.	Utjecaj šuma struje i_{s-} na izlazni napon U_{izl}	40
Slika 3.16.	Faktor potiskivanja smetnji iz linija napajanja PSR u ovisnosti o frekvenciji [60]	41
Slika 3.17.	Vrijeme postavljanja operacijskog pojačala T_{sett} [59]	42
Slika 3.18.	Utjecaj podrhtavanja napona pragova histereze na podrhtavanje perioda izlaznog signala	43
Slika 3.19.	Simulink model a) ASD modulatora s podrhtavanjem napona histereze i b) Schmittovog komparatora s promjenjivim naponima pragova	47
Slika 3.20.	Ulaz $l(t)$ i izlaz $y(t)$ iz Schmittovog okidnog sklopa za slučaj realnog kašnjenja t_k	48
Slika 3.21.	Uvećan prikaz signala $l(t)$ za slučaj kašnjenja Scmittovog okidnog sklopa	49
Slika 3.22.	Ulaz $l(t)$ i izlaz $y(t)$ Schmittovog komparatora za $m_{ASD}=0,5$	52
Slika 3.23.	Uvećani prikaz ulaznog i izlaznog signala Schmittovog komparatora za ulazni ASD signal $m_{ASD} = 0,5$	53
Slika 3.24.	Ovisnost središnje frekvencije ASD modulatora o razini ulaznog signala m_{ASD} i kašnjenju t_k	54
Slika 3.25.	Ovisnosti odnosa impuls-pauza o razini ulaznog signala m_{ASD} za modulator s kašnjenjem i bez kašnjenja se podudaraju	54
Slika 3.26.	ASD modulator sa ograničavanjem napona $l(t)$ pomoću antiparalelnog spoja dioda – metoda 1	56
Slika 3.27.	Ulazni napon $l(t)$ i izlazni napon $y(t)$ Schmittovog komparatora uz kašnjenje komparatora t_k i ograničen napon na integratoru $l(t)$ za $m_{ASD} = 0$	56
Slika 3.28.	Ulazni napon $l(t)$ i izlazni napon $y(t)$ Schmittovog komparatora uz kašnjenje komparatora t_k i ograničen napon na integratoru $l(t)$ za $m_{ASD} = 0,5$	57
Slika 3.29.	Odnos idealnog signala $y(t)$ bez ograničenja i realnog signala s ograničenjem napona $l(t)$ za $m_{ASD} = 0$	58
Slika 3.30.	Odnos idealnog signala $y(t)$ bez ograničenja i realnog signala s ograničenjem napona $l(t)$ za $m_{ASD} = 0,5$	59

Slika 3.31.	Ovisnost odnosa impuls-pauza uz primjenu metode 1 $\alpha_{MI}'(m_{ASD})$ i idealnog $\alpha(m_{ASD})$ izlaznog signala ASD modulatora o naponu m_{ASD} na ulazu	61
Slika 3.32.	Ovisnost $\alpha_{MI}'(m_{ASD})$ o ulaznom naponu m_{ASD} kod raspona ulaznog napona od $-0,3$ do $+0,3$	62
Slika 3.33.	Valni oblici $l(t)$ i $h_{AM}'(t)$ a) prije i b) nakon amplitudne modulacije napona pragova histereze	64
Slika 3.34.	ASD modulator s primjenom metode 2	65
Slika 4.1.	Matlab model ASD modulatora	66
Slika 4.2.	Valni oblici signala $l(t)$ i $y(t)$ uz $m_{ASD} = 0$ za a) idealni i b) realni ASD modulator s $t_k = 100$ s, te spektri izlaznog signala $y(t)$ za c) idealni i d) realni ASD modulator	67
Slika 4.3.	Valni oblici signala $l(t)$ i $y(t)$ uz $m_{ASD} = 0,5$ za a) idealni i b) realni ASD modulator s $t_k = 100$ ns, te pripadajući spektri izlaznog signala $y(t)$ za c) idealni i d) realni ASD modulator	68
Slika 4.4.	Valni oblici signala $l(t)$ i $y(t)$ uz $m_{ASD} = -0,5$ za a) idealni i b) realni ASD modulator s $t_k = 100$ ns, te pripadajući spektri izlaznog signala $y(t)$ za c) idealni i d) realni ASD modulator	69
Slika 4.5.	Ulazni signal $x(t)$ i izlazni signal $y(t)$ ASD modulatora za $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$	69
Slika 4.6.	Izlazni signal iz integratora $l(t)$ za $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$	70
Slika 4.7.	Spektar izlaznog signala $y(t)$ za $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ a) idealnog ASD modulatora i b) modulatora sa kašnjenjem komparatora u iznosu $t_k = 100$ ns	70
Slika 4.8.	Valni oblici $y(t)$ uz $x(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ za a) model bez kašnjenja, b) s kašnjenjem $t_k = 100$ ns; valni oblici $x'(t)$ za c) model bez kašnjenja, d) s kašnjenjem $t_k = 100$ ns; spektri demoduliranog signala $x'(t)$ za e) model bez kašnjenja, f) s kašnjenjem $t_k = 100$ ns	71
Slika 4.9.	Ukupno harmonijsko izobličenje u ovisnosti o M_{ASD} za modulator bez kašnjenja (plavo) i s kašnjenjem (ljubičasto) $t_k = 100$ ns	72
Slika 4.10.	Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ kada je $m_{ASD} = 0$ za a) idealni ASD modulator, b) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i c) primjenu metode 1; te spektralna gustoća snage $y(t)$ za d) idealni ASD modulator, e) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i f) primjenu metode 1	74
Slika 4.11.	Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ kada je $m_{ASD} = 0,5$ za a) idealni ASD modulator, b) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i c) primjenu metode 1; te spektralna	

	gustoća snage $y(t)$ za d) idealni ASD modulator, e) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i f) primjenu metode 1	75
Slika 4.12.	Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ kada je $m_{ASD} = -0,5$ za a) idealni ASD modulator, b) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i c) primjenu metode 1; te spektralna gustoća snage $y(t)$ za d) idealni ASD modulator, e) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i f) primjenu metode 1	76
Slika 4.13.	Ovisnost odnosa impulsa pauza o ulaznom signalu m_{ASD} za idealni (plava boja) i ASD modulator uz primjenu metode 1 (ljubičasta boja)	77
Slika 4.14.	Ovisnost odnosa impulsa-pauza za $-0,3 < m_{ASD} < 0,3$ idealnog (ljubičasta boja) i ASD modulatora uz primjenu metode 1	77
Slika 4.15.	Izlazni signal iz integratora $l(t)$ uz primjenu metode 1 za $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$	78
Slika 4.16.	Spektar signala $y(t)$ za $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ ASD modulatora a) sa kašnjenjem i b) sa metodom 1	78
Slika 4.17.	Spektar signala $y(t)$ za ASD modulator a) s kašnjenjem i b) s metodom 1	79
Slika 4.18.	Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ kada je $m_{ASD} = 0$ za a) idealni ASD modulator, b) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i c) primjenu metode 2 te spektralna gustoća snage $y(t)$ za d) idealni ASD modulator, e) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i f) primjenu metode 2	80
Slika 4.19.	Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ kada je $m_{ASD} = 0,5$ za a) idealni ASD modulator, b) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i c) primjenu metode 2 te spektralna gustoća snage $y(t)$ za d) idealni ASD modulator, e) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i f) primjenu metode 2	82
Slika 4.20.	Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ kada je $m_{ASD} = -0,5$ za a) idealni ASD modulator, b) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i c) primjenu metode 2 te spektralna gustoća snage $y(t)$ za d) idealni ASD modulator, e) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i f) primjenu metode 2	83
Slika 4.21.	Izlazni signal iz integratora $l(t)$ uz primjenu metode 2	84
Slika 4.22.	Spektar signala $y(t)$ za $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ ASD modulatora a) s kašnjenjem i b) s metodom 2	84
Slika 4.23.	Ukupno harmonijsko izobličenje za idealni ASD modulator (plava boja), ASD modulator s primjenom metode 2 (plava boja) i ASD modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns (ljubičasta boja)	85
Slika 4.24.	Vremensko-digitalni pretvornik (TDC)	87

Slika 4.25.	Asinkroni sigma-delta A/D pretvornik s D/A pretvornikom kao digitalnim demodulatorom	87
Slika 4.26.	MATLAB Simulink model ASD modulatora	87
Slika 4.27.	Logička jedinica TDC pretvornika	88
Slika 4.28.	Izlaz iz ASD modulatora za $x(t) = 0$ V	89
Slika 4.29.	Demodulirani signal $x'(t)$ A/D pretvornika za $x(t) = 0$	89
Slika 4.30.	Demodulirani signal $x'(t)$ A/D pretvornika za $x(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$	90
Slika 4.31.	Spektralna gustoća snage a) $x(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ b) $x'(t)$ za $x(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$	91
Slika 4.32.	Amplitudno-frekvencijska karakteristika digitalnog filtra	92
Slika 4.33.	Izvedba ASD modulatora prvog reda za primjenu u pojačalu snage D klase	92
Slika 4.34.	Izlazni stupanj pojačala snage D klase	94
Slika 4.35.	LC-filtar na izlazu pojačala snage D klase	94
Slika 4.36.	Valni oblik ulaznog i izlaznog napona pojačala snage klase-D	95
Slika 4.37.	Izlazni napon iz ASD modulatora i izlaznog stupnja pojačala snage	96
Slika 4.38.	Ukupno harmonijsko izobličenje za pojačalo snage D klase bez primjene metode 2 (plava boja) i uz primjenu metode 2 (ljubičasta boja)	97
Slika 5.1.	Laboratorijski model ASD modulatora a) u mjernom sustavu i b) na fotografiji	98
Slika 5.2.	ASD modulator za primjenu u pojačalu snage klase-D	99
Slika 5.3.	Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ sa spektrima izlaznog signala $y(t)$ za a) i b) $m_{ASD} = 0$, c) i d) $m_{ASD} = 0,5$ te e) i f) $m_{ASD} = -0,5$	100
Slika 5.4.	Valni oblik $l(t)$ za $m_{ASD} = 0,8\sin(2\pi 4000t)$	101
Slika 5.5.	Spektar izlaznog signala ASD modulatora	101
Slika 5.6.	Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ i frekvencijski spektri $y(t)$ bez primjene metode 1 za a) i d) $m_{ASD} = 0$; b) i e) $m_{ASD} = 0,5$; c) i f) $m_{ASD} = -0,5$ te s primjenom metode 1 za g) i j) $m_{ASD} = 0$; h) i k) $m_{ASD} = 0,5$; i) i l) $m_{ASD} = -0,5$	103
Slika 5.7.	Valni oblik $l(t)$ za $m_{ASD} = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ za ASD modulator a) bez metode 1, b) sa metodom 1	104
Slika 5.8.	Spektar izlaznog signala ASD modulatora a) bez metode 1 i b) sa metodom 1	104
Slika 5.9.	Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ i frekvencijski spektri $y(t)$ bez primjene metode 2 za a) i d) $m_{ASD} = 0$; b) i e) $m_{ASD} = 0,5$; c) i f) $m_{ASD} = -0,5$ te s primjenom metode 2 za g) i j) $m_{ASD} = 0$; h) i k) $m_{ASD} = 0,5$; i) i l) $m_{ASD} = -0,5$	107

Slika 5.10.	Valni oblik $l(t)$ uz $m_{ASD} = 0,5\sin(2\pi 4000t)$ za ASD modulator a) bez metode 2 i b) sa metodom 2	107
Slika 5.11.	Spektar izlaznog signala $y(t)$ uz $m_{ASD} = 0,5\sin(2\pi 4000t)$ ASD modulatora a) bez metode 2 i b) uz metodu 2	108
Slika 5.12.	Pojačalo snage D klase u izvedbi sa ASD modulatorom	108
Slika 5.13.	Izlazni stupanj pojačala snage klase-D	109
Slika 5.14.	LC-filtar na izlazu pojačala snage klase-D	110
Slika 5.15.	Valni oblik ulaznog i izlaznog napona pojačala snage klase-D	111
Slika 5.16.	Izlazni napon iz ASD modulatora i izlaznog stupnja pojačala snage	111
Slika 5.17.	Faktor ukupnog harmonijskog izobličenja THD u ovisnosti o amplitudi ulaznog signala M_{ASD}	114
Slika 5.18.	Korisnost pojačala snage D klase u ovisnosti o amplitudi ulaznog napona	115

Popis tablica

Tablica 3.I.	Parametri idealnog i realnog operacijskog pojačala [58-61]	29
Tablica 3.II.	Standardna devijacija sekvenci perioda središnje frekvencije ASD modulatora	46
Tablica 3.III.	Vrijednosti odnosa impuls-pauza u ovisnosti o m_{ASD}	61
Tablica 4.I.	Ukupno harmonijsko izobličenje signala $x'(t)$ idealnog i realnog ASD modulatora	72
Tablica 4.II.	Ovisnost odnosa impuls-pauza o m_{ASD} za idealni ASD modulator i modulator s primjenom metode 1	77
Tablica 4.III.	Odnos impuls pauza u ovisnosti o ulaznom naponu za idealni ASD modulator i modulator s primjenom metode 2	83
Tablica 4.IV.	<i>THD</i> idealnog ASD modulatora i modulatora uz primjenu metode 2	85
Tablica 4.V.	Izlaz iz logičke jedinice u ovisnosti o stanju na ulazu i izlazu iz linije za kašnjenje	86
Tablica 4.VI.	Amplitudno frekvencijska ovisnost demoduliranog signala $x'(t)$	91
Tablica 4.VII.	Simulacija <i>THD</i> -a za sinusni ulazni signal frekvencije $f_m = 2$ kHz	97
Tablica 5.I.	Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = \sin(2\pi 4000t)$ V s primjenom metode 2	112
Tablica 5.II.	Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = \sin(2\pi 4000t)$ V bez primjene metode 2	112
Tablica 5.III.	Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = 0,5\sin(2\pi 4000t)$ V s primjenom metode 2	112
Tablica 5.IV.	Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = 0,5\sin(2\pi 4000t)$ V bez primjene metode 2	112
Tablica 5.V.	Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = 0,25\sin(2\pi 4000t)$ V s primjenom metode 2	113
Tablica 5.VI.	Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = 0,25\sin(2\pi 4000t)$ V bez primjene metode 2	113
Tablica 5.VII.	Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = 0,05\sin(2\pi 4000t)$ V s primjenom metode 2	113
Tablica 5.VIII.	Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = 0,05\sin(2\pi 4000t)$ V bez primjene metode 2	113

Tablica 5.IX. Ukupno harmonijsko izobličenje izlaznog signala pojačala snage D klase sa i bez metode 2	114
Tablica 5.X. Efikasnost pojačala snage D klase u ovisnosti o M_{ASD}	115

Popis oznaka i kratica

A/D	-	analogno-digitalni (engl. <i>Analog-to-Digital</i>)
ASD	-	asinkrona sigma-delta (engl. <i>Asynchronous Sigma-Delta</i>)
A_V	-	naponsko pojačanje operacijskog pojačala
A_{VO}	-	naponsko pojačanje operacijskog pojačala u otvorenoj petlji
A_{VI}	-	naponsko pojačanje operacijskog pojačala u invertirajućem spoju
A_{VN}	-	naponsko pojačanje operacijskog pojačala u neinvertirajućem spoju
COUNT	-	brojilo TDC pretvornika
DL	-	linija za kašnjenje TDC pretvornika
$e(t)$	-	signal greške ($x(t) - y(t)$)
f	-	trenutna frekvencija izlaznog signala ASD modulatora
f'	-	trenutna frekvencija izlaznog signala ASD modulatora sa izraženim kašnjenjem komparatora
f_B	-	frekvencija osnovnog pojasa
f_C	-	središnja frekvencija ASD modulatora
f_N	-	Nyquistova frekvencija
f_S	-	frekvencija preuzorkovanja SSD modulatora
F_S	-	frekvencija decimacije
h	-	relativni napon praga histereze (U_h/U_Y)
h'	-	relativni napon praga histereze histereze za ASD modulator s izraženim kašnjenjem komparatora
h_{AM-}'	-	amplitudno modulirani relativni napon donjeg praga histereze s primjenom metode 2
h_{AM+}'	-	amplitudno modulirani relativni napon gornjeg praga histereze s primjenom metode 2
$i_{\bar{s}}$	-	strujni šum operacijskog pojačala
$J_n(x)$	-	Besselova funkcija prvog reda
K_{AM}	-	dubina amplitudne modulacije napona histereze
$L(s)$	-	prijenosna funkcija integratora u SD modulatoru
$l(t)$	-	izlazni signal iz integratora SD modulatora
LU	-	logička jedinica TDC pretvornika
m	-	širina digitalne riječi
m_{ASD}	-	relativni ulazni napon ASD modulatora ($x(t)/U_Y$)

M_{ASD}	-	relativna amplituda ulaznog sinusnog signala u ASD modulator (X_M/U_Y)
metoda 1	-	metoda ograničavanja napona na izlazu iz integratora spajanjem dioda antiparalelno s kondenzatorom
metoda 2	-	metoda amplitudne modulacije napona histereze komparatora u svrhu kompenzacije amplitudne modulacije napona $l(t)$
N	-	faktor decimacije, $N = f_s/F_s$
$N(s)$	-	izvor kvantizacijskog šuma u frekvencijskoj domeni
NTF	-	prijenosna funkcija šuma SSD modulatora (engl. <i>Noise Transfer Function</i>)
OP	-	operacijsko pojačalo
OSC	-	lokalni oscilator TDC pretvornika
PCM	-	pulsno-kodna modulacija (engl. <i>Pulse Code Modulation</i>)
P_{DD}	-	snaga predana pojačalu snage D klase iz izvora napajanja
P_{OUT}	-	snaga na trošilu pojačala snage D klase
PSR	-	faktor potiskivanja smetnji iz linija napajanja izražen u dB
$PSRR$	-	faktor potiskivanja smetnji iz linija napajanja
PWM	-	pulsno-širinska modulacija (engl. <i>Pulse Width Modulation</i>)
Q	-	faktor dobrote filtra
R_{izl}	-	izlazni otpor operacijskog pojačala
R_{ul}	-	ulazni otpor operacijskog pojačala
R_z	-	otpor zvučnika
SD	-	sigma-delta (engl. <i>Sigma-Delta</i>)
SR	-	brzina porasta izlaznog signala operacijskog pojačala
SSD	-	sinkrona sigma-delta (engl. <i>Synchronous Sigma-Delta</i>)
STF	-	prijenosna funkcija signala SSD modulatora (engl. <i>Signal Transfer Function</i>)
T	-	trenutni period izlaznog signala ASD modulatora
T'	-	trenutni period izlaznog signala ASD modulatora sa izraženim kašnjenjem komparatora
T_0	-	period frekvencije preuzorkovanja
T_C'	-	period središnje frekvencije ASD modulatora sa izraženim kašnjenjem komparatora
TDC	-	vremensko-digitalni pretvornik (engl. <i>Time-to-Digital Converter</i>)

T_{DL}	-	ukupno kašnjenje linije za kašnjenje TDC pretvornika
t_{im}	-	trajanje impulsa izlaznog signala ASD modulatora
T_{im}'	-	trajanje impulsa izlaznog signala ASD modulatora sa izraženim kašnjenjem komparatora
T_{imM1}'	-	trajanje impulsa izlaznog signala ASD modulatora sa primjenom metode 1
t_k	-	vrijeme kašnjenja komparatora s histerezom
T_{OSC}	-	period osciliranja lokalnog oscilatora TDC pretvornika
T_p	-	vremenska konstanta integratora
t_{pau}	-	trajanje pauze izlaznog signala ASD modulatora
T_{pau}'	-	trajanje pauze izlaznog signala ASD modulatora sa izraženim kašnjenjem komparatora
T_{pauM1}'	-	trajanje pauze izlaznog signala ASD modulatora sa primjenom metode 1
T_{sett}	-	vrijeme postavljanja OP
u_d	-	razlika napona na ulazima OP
U_h	-	napon histereze
U_{hm1}	-	maksimalna vrijednost napona $l(t)$ ograničenog metodom 1
u_{izl}	-	izlazni napon iz operacijskog pojačala
U_{off}	-	napon namještanja
U_{RLeff}	-	efektivna vrijednost napona na teretu pojačala snage D klase
u_ξ	-	naponski šum operacijskog pojačala
u_{ul-}	-	ulazni napon na invertirajućem ulazu OP
u_{ul+}	-	ulazni napon na neinvertirajućem ulazu OP
U_Y	-	amplituda pravokutnog signala na izlazu iz SD modulatora ($U_Y \approx V_{CC}$)
V_{CC}	-	napon napajanja komparatora s histerezom
V_{DD}	-	pozitivno napajanje izlaznog stupnja pojačala snage klase-D
V_{SS}	-	negativno napajanje izlaznog stupnja pojačala snage klase-D
$X(s)$	-	ulazni signal u SSD modulator u frekvencijskoj domeni
$x(t)$	-	ulazni signal u sigma-delta modulator
X_M	-	amplituda ulaznog sinusnog signala u ASD modulator
$Y(s)$	-	izlazni signal iz SSD modulatora u frekvencijskoj domeni
$y(t)$	-	izlazni signal iz sigma-delta modulatora
$y_0(t)$	-	srednja vrijednost izlaznog signala

$Y_k(\alpha)$	-	amplituda k -tog harmonika izlaznog signala $y_k(t)$
α	-	odnos impuls-pauza izlaznog signala ASD modulatora
α'	-	odnos impuls-pauza izlaznog signala ASD modulatora sa izraženim kašnjenjem komparatora
α_{M1}'	-	odnos impuls-pauza izlaznog signala ASD modulatora sa primjenom metode 1
β	-	koeficijent iznosa $\omega_{\Delta}/2\omega_m$
β_2	-	koeficijent iznosa $M_{ASD}\pi/2$
γ	-	naponsko pojačanje pojačala snage klase-D
ΔT	-	kašnjenje elementa za kašnjenje TDC pretvornika
φ_k	-	fazni pomak k -tog harmonika
ω_C	-	središnja kružna frekvencija
ω_C'	-	središnja kružna frekvencija ASD modulatora sa izraženim kašnjenjem komparatora
$\omega_D(t)$	-	frekvencijska devijacija
ω_g	-	granična kružna frekvencija filtra
ω_m	-	niskofrekvencijska komponenta ulaznog sinusnog signala u ASD modulator
ω_n	-	visokofrekvencijska komponenta osnovnog harmonika izlaznog signala $y(t)$
ω_p	-	kružna frekvencija jediničnog pojačanja integratora
ω_{Δ}	-	kružna frekvencija iznosa $M^2\omega_C/2$

1. Uvod

Prilikom izrade integriranih sklopova uvijek su se postavljali zahtjevi na minimizaciju površine sklopova i smanjenje potrošnje snage. Zahtjev za smanjenjem potrošnje snage posebno dolazi do izražaja kod projektiranja mješovitih analogno-digitalnih sklopova. Mješoviti sklopovi rade u dvije domene i sastoje se od analognih i digitalnih dijelova. Analogno-digitalna (A/D) pretvorba u takvim sklopovima odvija se sinkrono korištenjem jedinstvenog globalnog takta. U postupku analogno digitalne pretvorbe, osim potrošnje snage samih elektroničkih (aktivnih i pasivnih) komponenata od kojih se sklop sastoji, velik potrošač snage je globalni takt.

Konvencionalni (Nyquistovi) A/D pretvornici uzorkuju ulazni signal dvostruko višom frekvencijom (Nyquistova frekvencija) od najviše frekvencije ulaznog signala. Kvantizacijski šum koji se unosi postupkom uzorkovanja ulaznog signala jednoliko je raspoređen u spektru izlaznog signala. Zbog frekvencijskih karakteristika šuma kvantizacije, velika se pozornost posvećuje A/D pretvornicima s preuzorkovanjem, odnosno sinkronim sigma-delta (SSD) A/D pretvornicima. Sinkroni sigma-delta A/D pretvornici rade na frekvencijama koje su znatno više od Nyquistove frekvencije i omogućavaju oblikovanje šuma kvantizacije tako što prijenosnom funkcijom kvantizacijskog šuma potiskuju spektralne komponente kvantizacijskog šuma u okolici osnovnog pojasa. Pošto SSD A/D pretvornici rade na izrazito visokim frekvencijama, izlazni signal SSD modulatora dovodi se na decimacijski filter kako bi se omogućila daljnja obrada signala na nižim frekvencijama.

Nyquistovi i SSD A/D pretvornici provode A/D pretvorbu sinkronizirano s jedinstvenim globalnim taktom koji je značajan potrošač snage. Osim povećane potrošnje snage, globalni takt unosi i nepoželjnu elektromagnetsku interferenciju. Kako se digitalna obrada signala također obavlja sinkronizirano s globalnim taktom, nije bilo potrebe za asinkronim A/D pretvornicima. U posljednje vrijeme objavljeno je nekoliko radova iz područja asinkrone obrade signala [1-3], što otvara prostor za primjenu asinkronih A/D pretvornika. Moguća alternativa A/D pretvornicima s preuzorkovanjem mogao bi biti asinkroni sigma-delta (ASD) modulator [4-7] koji modulira ulazni analogni signal u jedno-bitovnu digitalnu riječ na izlazu, bez prisustva vanjskog takta. Za razliku od SSD modulatora, ASD modulator koristi komparator s histerezom za pretvorbu informacije o amplitudi u informaciju u vremenu. Izlazni signal ASD modulatora je niz logičkih jedinica i nula gdje je informacija o amplitudi ulaznog signala pohranjena u frekvenciji i odnosu impuls-pauza izlaznog signala. U

posljednjih nekoliko godina, objavljeno je nekoliko bitnih radova iz područja asinkrone A/D pretvorbe korištenjem ASD modulatora [8]. Engel Roza 2004. i Koscielnik 2008. godine objavljuju implementaciju A/D pretvornika u izvedbi s ASD modulatorom i vremensko-digitalnim pretvornikom (engl. Time-to-Digital Converter - TDC) pretvornikom [9,10]. U [11] je objavljena implementacija asinkronih sigma-delta modulatora prvog i drugog reda u integriranom sklopu za frekvencijske opsege do 10 MHz. Osim A/D pretvorbe signala, ASD modulator našao je primjenu u ADSL/VDSL linijskim pobudnim stupnjevima [12], linijskim pobudnim stupnjevima za optičke kablove [13] te primopredajnike za UMTS [14]. Osim u navedenim primjenama, interesantne su i alternative pulsno-širinskoj modulaciji u DC-DC pretvornicima [15] te pojačalima snage D klase [16]. U [16] je objavljena primjena asinkrone sigma-delta modulacije kod pojačala snage D klase u "bang-bang" izvedbi. Uz usporedbu s klasičnom PWM izvedbom pojačala, analiziran je i utjecaj kašnjenja izlaznog stupnja na parametre pojačala snage. Dokazano je da kašnjenje izlaznog stupnja utječe na ukupno harmonijsko izobličenje izlaznog signala pojačala.

U ovoj je disertaciji osnovni zadatak analizirati utjecaj kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora, provesti matematičku analizu i istu potvrditi rezultatima simulacije i mjerenja te predložiti metode za moguće smanjenje utjecaja kašnjenja. Metode za smanjenje utjecaja kašnjenja komparatora s histerezom kasnije se primjenjuju u sklopu ASD modulatora u pojačalu snage D klase.

U drugom poglavlju opisana je struktura i radne značajke sigma-delta (SD) modulatora u sinkronoj i asinkronoj izvedbi. Uz usporedbu sinkrone i asinkrone inačice SD modulatora dan je pregled literature s primjerima primjene SSD i ASD modulatora.

Problem kašnjenja komparatora s histerezom opisan je u trećem poglavlju, zajedno s metodama za smanjenje utjecaja kašnjenja. Budući da je komparator s histerezom u ovoj disertaciji realiziran s operacijskim pojačalom, na početku poglavlja dan je osnovni pregled realnih parametara operacijskog pojačala.

Četvrto poglavlje sadrži rezultate simulacije na modelu ASD modulatora i to za idealni modulator, modulator s kašnjenjem komparatora s histerezom te za primjene metoda za smanjenje utjecaja kašnjenja. Na kraju poglavlja prikazuju se rezultati simulacije za A/D pretvornik s pretvorbom 1-bitovnog asinkronog ASD signala u sinkroni m -bitovni PCM signal te primjena ASD modulatora na pojačalo snage D klase.

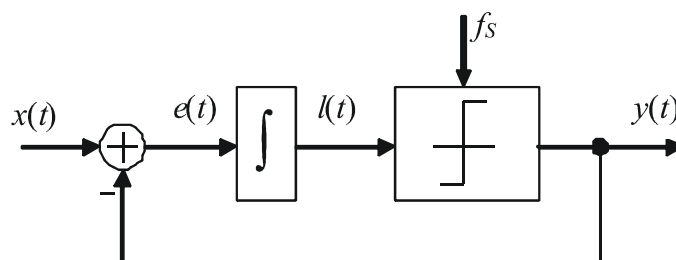
U petom poglavlju prikazuju se rezultati mjerenja na laboratorijskom modelu ASD modulatora s primjenama metoda za smanjenje utjecaja kašnjenja, a posebno za primjenu ASD modulatora u pojačalu snage D klase.

2. Sigma-delta modulacija

Sigma-delta modulator je sklop s negativnom povratnom vezom koji ulazni analogni signal pretvara u 1-bitovnu riječ na izlazu. Preteča SD modulatora je linearni delta modulator [17] koji je imao integrator samo u povratnoj vezi. Prvi radovi iz područja linearne delta modulacije objavljeni su još davne 1952. Mana linearne izvedbe delta modulatora je manja otpornost na preopterećenje po strmini za velike napone na ulazu, što je bio jedan od glavnih razloga njegove neatraktivnosti. Drugi razlog je relativno visoka frekvencija uzorkovanja, koja je znatno viša od Nyquistove frekvencije koja se koristi kod PCM modulatora. Sigma-delta modulacija intenzivno se proučava od 60-ih godina prošlog stoljeća pa sve do danas. Zbog manje osjetljivosti na preopterećenje po strmini i obrade digitalnog signala po jedinstvenom globalnom taktu, sinkrona izvedba sigma-delta modulatora nalazi sve veću primjenu u A/D pretvorbi. Današnji trendovi smanjenja površine sklopova i uštede snage čine asinkronu sigma-delta modulaciju sve atraktivnijim rješenjem za pretvorbu analognog u digitalni signal.

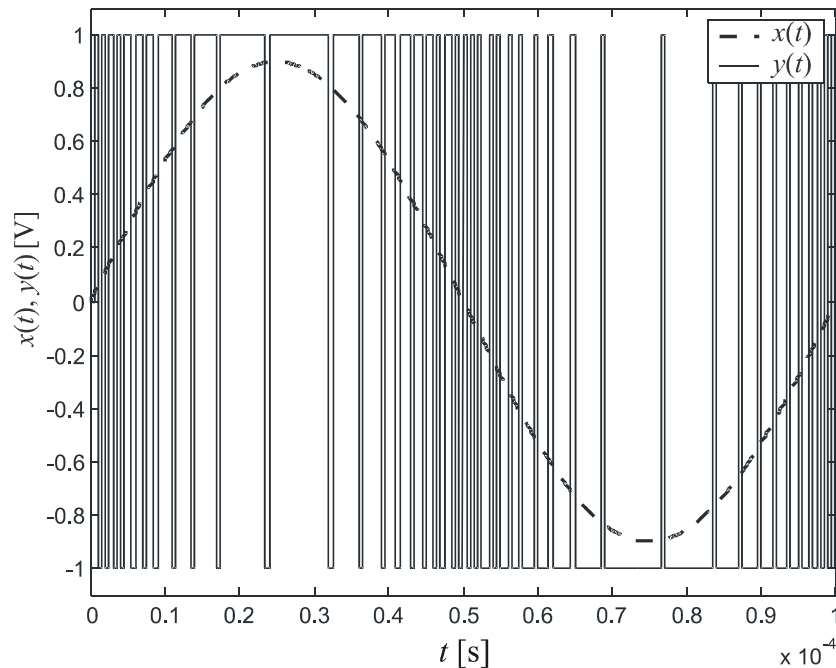
2.1. Sinkrona sigma-delta (SSD) modulacija

Sinkrona sigma-delta modulacija je pretvorba analognog ulaznog signala $x(t)$ u digitalni 1-bitovni signal $y(t)$ na izlazu iz modulatora s jedinstvenim taktom uzorkovanja. Frekvencija uzorkovanja sigma-delta modulatora f_s znatno je viša od maksimalne frekvencije signala na ulazu u modulator. Zbog te činjenice, sigma-delta modulatori se svrstavaju u pretvornike s preuzorkovanjem [17-21]. Sigma-delta modulator prvog reda (slika 2.1) sastoji se od integratora i binarnog kvantizatora u osnovnoj grani koji u taktu frekvencije f_s uzorkuje signal na izlazu integratora. Izlazni signal modulatora vraća se negativnom povratnom vezom na ulaz i oduzima od ulaznog signala.



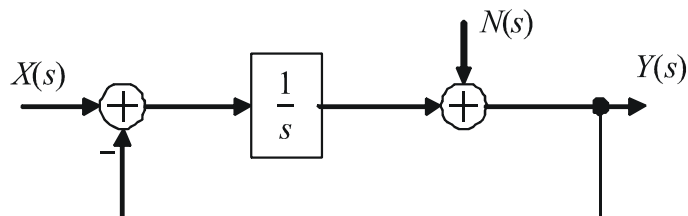
Slika 2.1. Sigma-delta modulator prvog reda

Izlazni signal iz sigma-delta modulatora $y(t)$ impulsni je niz (slika 2.2) kod kojeg su trajanja impulsa i pauza višekratnici perioda $T_s = 1/f_s$. To znači da je $y(t)$ digitalni signal s dvije moguće vrijednosti amplituda ($\pm U_Y$) koji je kvantiziran u vremenu. Trajanje impulsa i pauze ovisi o razini signala na ulazu. Izlazni signal iz SSD modulatora osim informacije o ulaznom signalu sadrži i kvantizacijski šum koji opet ovisi o frekvenciji uzorkovanja i strukturi modulatora [20-22].



Slika 2.2. Izlazni signal SSD modulatora $y(t)$ za sinusni ulazni signal $x(t)$

Analiza izlaznog signala SSD modulatora zbog jednostavnosti se provodi u frekvencijskoj domeni gdje se integrator prikazuje svojom prijenosnom funkcijom $L(s) = 1/s$, a binarni kvantizator izvorom šuma kvantizacije koji se pribraja izlaznom signalu integratora $l(t)$, kako je prikazano na slici 2.3.



Slika 2.3. Sigma-delta modulator prvog reda u frekvencijskoj domeni

Pretpostavka u analizi izlaznog signala je da šum kvantizacije $N(s)$ ima karakteristike bijelog šuma (spektralna gustoća snage je konstantna) i da je neovisan o ulaznom signalu $X(s)$.

Zbog toga se njihov utjecaj na izlazni signal može promatrati odvojeno. Na taj način dolazi se do prijenosne funkcije ulaznog signala (*STF*) SSD modulatora (2.2), za slučaj kada je $N(s)=0$, odnosno kada nema šuma kvantizacije:

$$Y(s) = (X(s) - Y(s))\frac{1}{s}, \quad (2.1)$$

odakle je:

$$STF = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{1+s}, \quad (2.2)$$

a do prijenosne funkcije kvantizacijskog šuma (*NTF*) SSD modulatora kada je na ulazu $X(s) = 0$, odnosno kada nema signala na ulazu modulatora:

$$Y(s) = -Y(s)\frac{1}{s} + N(s), \quad (2.3)$$

što daje:

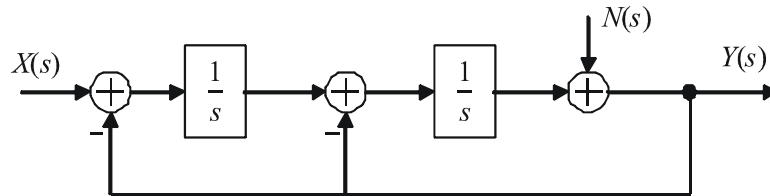
$$NTF = \frac{Y(s)}{N(s)} = \frac{s}{1+s}. \quad (2.4)$$

Ako bi se izlazni signal $Y(s)$ izrazio preko prijenosne funkcije ulaznog signala *STF* i prijenosne funkcije kvantizacijskog šuma *NTF*, uz pretpostavku linearne nezavisnosti varijabli $X(s)$ i $N(s)$, metodom superpozicije dolazi se do sljedećeg izraza za izlazni signal SSD modulatora prvog reda:

$$Y(s) = \frac{1}{s+1} X(s) + \frac{s}{s+1} N(s). \quad (2.5)$$

Iz izraza (2.2) se vidi da prijenosna funkcija ulaznog signala ima oblik prijenosne funkcije nisko-propusnog filtra prvog reda, a iz (2.4) da prijenosna funkcija kvantizacijskog šuma ima oblik prijenosne funkcije visoko-propusnog filtra prvog reda. To znači da SSD modulator

propušta niske frekvencije osnovnog pojasa signala na ulazu i da oblikuje kvantizacijski šum potiskujući niskofrekvencijske komponente kvantizacijskog šuma u osnovnom pojasu. Visoko-propusni član iz izraza (2.4) ispod granične frekvencije prigušuje kvantizacijski šum linearno s 20 dB/dekadi.



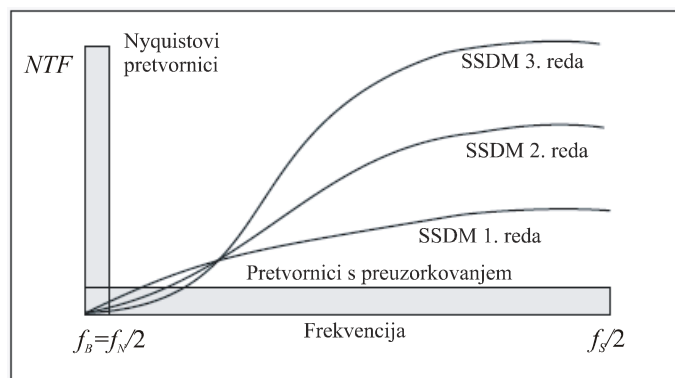
Slika 2.4. SSD modulator drugog reda

Uvođenjem još jednog integratora u osnovnu granu (slika 2.4) dobiva se SSD modulator drugog reda. Prijenosna karakteristika kvantizacijskog šuma se mijenja u odnosu na SSD modulator prvog reda, a frekvencijske komponente u okolini osnovnog pojasa se dodatno potiskuju. Prijenosna funkcija signala *STF* i kvantizacijskog šuma *NTF* SSD modulatora drugog reda definirane su sljedećim izrazima:

$$STF = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{s^2 + s + 1}, \quad (2.6)$$

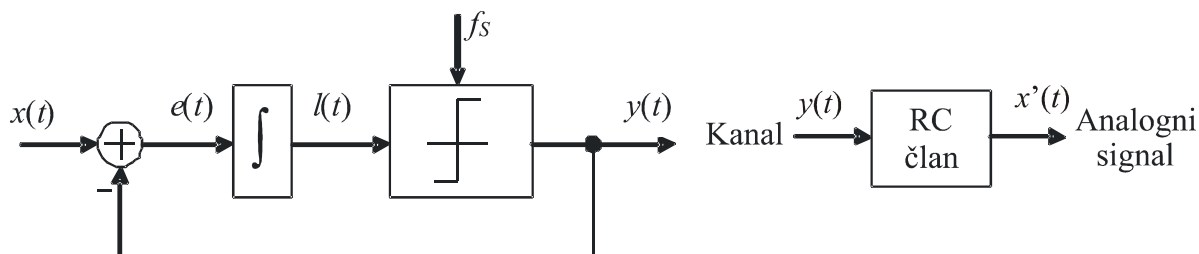
$$NTF = \frac{Y(s)}{N(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 1}. \quad (2.7)$$

Usporedba spektra izlaznog signala SSD modulatora $y(t)$ za modulator prvog, drugog i trećeg reda prikazana je na slici 2.5 [22]. Vidljivo je da snaga kvantizacijskog šuma u osnovnom pojasu opada s povećanjem reda modulatora.



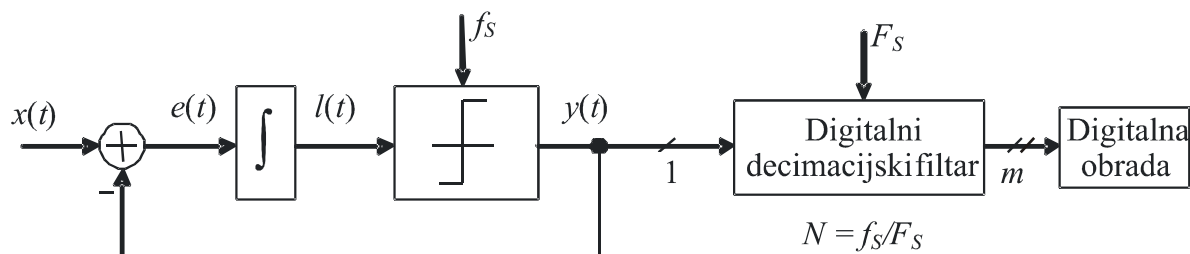
Slika 2.5. Spektar izlaznog signala SSD modulatora za modulatore višeg reda [22]

Modulirani signal na izlazu SSD modulatora $y(t)$ u osnovnom frekvencijskom pojasu, u okolini nulte frekvencije, sadrži informaciju o frekvencijskom sadržaju ulaznog signala $x(t)$. Kako je kvantizacijski šum potisnut u osnovnom pojasu, jednostavnom primjenom nisko-propusnog filtra na izlazu iz modulatora (RC-član), moguće je demodulirati izlazni signal $y(t)$ (slika 2.6).



Slika 2.6. SSD modulator i demodulator

Kod primjene SSD modulatora u procesu analogno-digitalne pretvorbe, izlazni signal $y(t)$, dovodi se na decimacijski filter (slika 2.7) u kojem se frekvencija 1-bitovnog digitalnog signala $y(t)$ spušta s frekvencije f_s na nižu frekvenciju $F_s = f_s/N$ i pretvara u m -bitnu digitalnu riječ na izlazu iz filtra [23-25]. Frekvencija decimacije F_s često može biti i jednaka Nyquistovoj frekvenciji $f_N = 2f_b$, gdje je f_b najviša moguća frekvencija ulaznog signala (frekvencija osnovnog pojasa). Digitalna, m -bitovna, riječ na izlazu decimacijskog filtra predstavlja digitalno PCM demodulirani SSD signal spreman za daljnju digitalnu obradu. Frekvencija izlaznog digitalnog signala se smanjuje N puta zbog toga što je frekvencija procesora za digitalnu obradu signala često niža od frekvencije preuzorkovanja SSD modulatora. Sniženje frekvencije zapravo se postiže smanjenjem broja uzoraka, odnosno decimacijom izlaznog digitalnog signala.



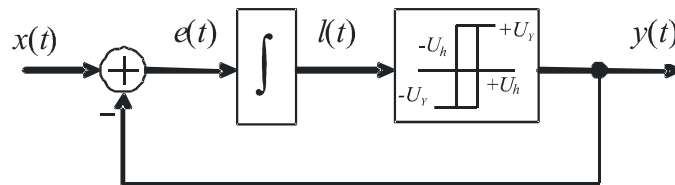
Slika 2.7. SSD modulator i decimacijski filter

2.2. Asinkrona sigma-delta (ASD) modulacija

Asinkrona sigma-delta modulacija je postupak pretvorbe ulaznog analognog signala u asinkronu 1-bitovnu digitalnu riječ na izlazu bez upotrebe takta. Prvi članci iz područja ASD modulacije objavljeni su krajem 60-ih i početkom 70-ih godina prethodnog stoljeća. Zbog asinkronog karaktera ASD modulacija do početka 20 stoljeća nije našla ozbiljniju primjenu u mješovitim analogno digitalnim sklopovima. Razvojem asinkronih procesora digitalnog signala, kao i činjenice uštede snage zbog odsustva takta uzorkovanja, njezina primjena postaje značajna.

2.2.1. Struktura ASD modulatora

Asinkroni sigma-delta (ASD) modulator [4-6] ima sličnu strukturu kao i sinkroni sigma-delta modulator (slika 2.8). U osnovnoj grani nalazi se linearni filter (integrator) prijenosne funkcije $L(s)$ i komparator s histerezom (Schmittov okidni sklop) s pragovima okidanja $\pm U_h$. Na slici 2.8 ulazni ASD signal je označen s $x(t)$, izlazni signal iz integratora $l(t)$, izlazni ASD signal s $y(t)$, a signal greške sa $e(t)$.

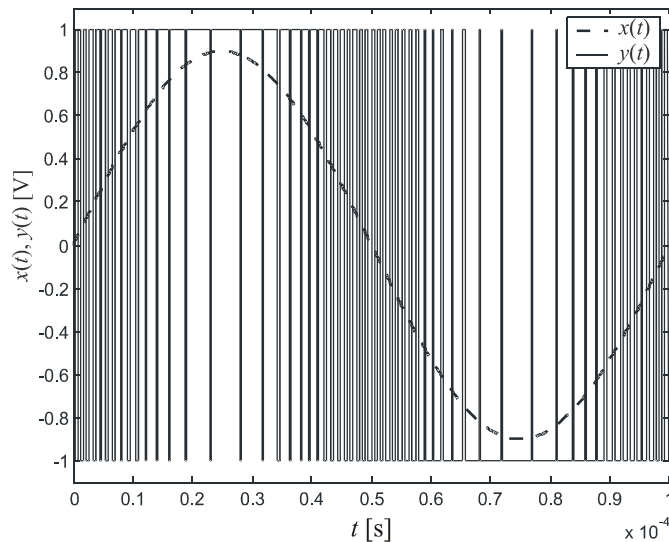


Slika 2.8. Asinkroni sigma-delta modulator

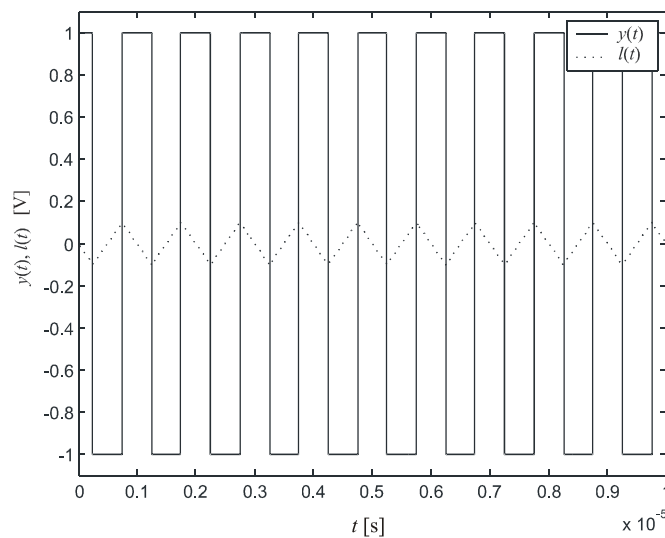
Izlazni signal iz asinkronog sigma-delta modulatora $y(t)$ impulsni je niz (slika 2.9) kod kojeg su trajanja impulsa i pauza kontinuirane vrijednosti. To znači da digitalni signal na izlazu $y(t)$ ima dvije moguće vrijednosti amplitude ($\pm U_y$) i da je kontinuiran u vremenu. Odnos impuls-pauza i izlazna frekvencija ASD izlaznog signala ovisе će o razini signala na ulazu.

Izlazni signal $y(t)$ se negativnom povratnom vezom vraća na ulaz gdje se oduzima od ulaznog signala. Razlika ulaznog i izlaznog signala $e(t)$ dovodi se na integrator, a izlazni signal iz integratora $l(t)$ prosljeđuje se na komparator s histerezom. Ovisno o razini izlaznog signala iz integratora, komparator mijenja stanje na izlazu. Ukoliko izlaz iz integratora $l(t)$ dostigne gornji prag okidanja, izlaz iz komparatora davat će na izlazu napon pozitivnog

napajanja $+U_Y$. Nakon okidanja komparatora, na ulazu u integrator pojavit će se signal suprotnog predznaka i signal na izlazu iz integratora mijenja nagib te počinje padati. Kada dostigne donju razinu napona okidanja, komparator će promijeniti stanje na izlazu u $-U_Y$ (slika 2.10).



Slika 2.9. Izlazni signal iz ASD modulatora za sinusni signal na ulazu



Slika 2.10. Izlazni ASDM signal $y(t)$ i izlaz iz integratora $l(t)$ uz $x(t) = 0$ V

2.2.2. Frekvencijski spektar izlaznog signala ASD modulatora

Na slici 2.10 prikazani su valni oblici izlaznih signala iz integratora i komparatora za ulazni signal $x(t) = 0$ V. Isprekidanom linijom je prikazan valni oblik izlaznog signala iz integratora $l(t)$ koji mijenja smjer kada dosegne napone okidanja komparatora s histerezom.

Punom linijom je prikazan izlazni napon iz komparatora $y(t)$ (ujedno i izlazni signal iz ASD modulatora), u ovom slučaju takav da je $y(t)$ normiran na vrijednosti ± 1 V. Izlazni signal $y(t)$ je pravokutni signal sa omjerom impuls-pauza 50%. Iz slike je vidljivo da su gornji i donji prag okidanja komparatora definirani kao 10% izlaznog napona komparatora.

Za navedeni slučaj, kada je $x(t) = 0$, ASDM se prema Barckhausenovom uvjetu nalazi u režimu samoosciliranja i frekvencija kojom će modulator tada oscilirati naziva se središnja frekvencija ASD modulatora f_C . Uvjet samoosciliranja je zadovoljen jer linearni filter i komparator unose pomak u fazi od 180° , dok negativna povratna veza unosi dodatni pomak u fazi od 180° , potreban za samoosciliranje. Središnja frekvencija osciliranja ovisi o dva parametra, ključna za projektiranje ASD modulatora. To su vremenska konstanta integratora T_p i napon pragova histereze komparatora $\pm U_h$. U nastavku se izvodi matematička analiza utjecaja tih parametara na središnju frekvenciju ASD modulatora [11].

Ako se izlazni pravokutni signal iz modulatora, za $x(t) = 0$ i odnos impuls-pauza 50 %, razvije u Fourierov red dobiva se sljedeća jednadžba:

$$y(t) = \frac{4U_Y}{\pi} \sum_{k=1,3,5}^{+\infty} \frac{\sin(k\omega_c t)}{k} = \frac{4U_Y}{\pi} \sum_{k=1,3,5}^{+\infty} \frac{1}{k} \text{Im}(e^{jk\omega_c t}) \quad (2.8)$$

gdje je ω_C je kružna središnja frekvencija osciliranja ASD modulatora i predstavlja najvišu moguću frekvenciju izlaznog signala $y(t)$.

Izlazni signal iz integratora $l(t)$ dobiva se konvolucijom u vremenskoj domeni signala greške $e(t)$ i impulsnog odziva linearnog filtra - integratora. Kako je impulsni odziv eksponencijalne funkcije jednak umnošku prijenosne karakteristike filtra $L(s)$ i iste eksponencijalne funkcije, za $l(t)$ se dobiva sljedeći izraz:

$$l(t) = -\frac{4U_Y}{\pi} \sum_{k=1,3,5}^{+\infty} \frac{1}{k} \text{Im}[L(s)e^{jk\omega_c t}]. \quad (2.9)$$

Središnja frekvencija osciliranja ASD modulatora određena je trenutcima u kojima signal $l(t)$ dostiže vrijednosti napona okidanja komparatora $\pm U_h$:

$$l(t) = \pm U_h. \quad (2.10)$$

Iz izraza (2.9) i (2.10) dolazi se do izraza koji povezuje središnju frekvenciju s vremenskom konstantom integratora T_p i naponom praga U_h :

$$\sum_{k=1,3,5}^{+\infty} \frac{U_Y}{k} \operatorname{Im}[L(jk\omega_C)] = \pm \frac{\pi U_h}{4}. \quad (2.11)$$

Izraz (2.11) za zadanu prijenosnu funkciju $L(s)$ definira odnos napona okidanja i središnje frekvencije. Ako je linearni filtar prvog reda idealni integrator s prijenosnom funkcijom

$$L(j\omega) = \frac{1}{j\omega T_p} = \frac{\omega_p}{j\omega}, \quad (2.12)$$

onda se uvrštavanjem izraza 2.12 u izraz 2.11 dobiva sljedeći izraz:

$$\begin{aligned} \sum_{k=1,3,5}^{+\infty} \frac{U_Y}{k} \operatorname{Im}[L(jk\omega_C)] &= \sum_{k=1,3,5}^{+\infty} \frac{U_Y}{k} \left(-\frac{\omega_p}{k\omega_C} \right) = -\frac{\omega_p}{\omega_C} \sum_{k=1,3,5}^{+\infty} \frac{U_Y}{k^2} = -\frac{\omega_p}{\omega_C} \cdot \frac{U_Y \pi^2}{8} = \\ &= \pm \frac{\pi U_h}{4}, \end{aligned} \quad (2.13)$$

iz kojeg proizlazi konačan izraz za središnju kružnu frekvenciju ASD modulatora:

$$\omega_C = \frac{\omega_p \pi U_Y}{2U_h} = \frac{\pi}{2hT_p}, \quad (2.14)$$

gdje je $h = U_h/U_Y$ relativni prag histereze.

Iz izraza 2.14 vidljivo je da središnja kružna frekvencija ASD modulatora izravno ovisi o vremenskoj konstanti linearnog filtra, odnosno graničnoj kružnoj frekvenciji ω_p i naponu praga histereze U_h . Središnja kružna frekvencija ω_C proporcionalna je graničnoj frekvenciji ω_p , a obrnuto proporcionalna naponu praga histereze U_h .

Za istosmjerni ulazni napon $x(t)$, izlazni signal ASD modulatora $y(t)$ biti će pravokutni signal čija se frekvencija smanjuje za iznos proporcionalan kvadratu ulaznog napona, a odnos impuls-pauza raste proporcionalno s razinom ulaznog napona $x(t)$, kao kod pulsno-širinske

modulacije [7]. Ako je vremenska konstanta integratora jednaka T_p , onda su vremena trajanja impulsa i pauze jednaka:

$$t_{im} = -\frac{2U_h T_p}{x(t) - U_Y} = \frac{T_C}{2} \frac{1}{1 - m_{ASD}}, \quad (2.15)$$

odnosno,

$$t_{pau} = \frac{2U_h T_p}{x(t) + U_Y} = \frac{T_C}{2} \frac{1}{1 + m_{ASD}}, \quad (2.16)$$

gdje je $T_C = 4hT_p$, U_Y je apsolutna vrijednost napona na izlazu ASD modulatora, a m_{ASD} je relativna vrijednost ulaznog napona, odnosno omjer ulaznog napona $x(t)$ i amplitude pravokutnog signala na izlazu U_Y . Zbrajanjem vremena trajanja impulsa i pauze (izraz 2.15 i 2.16), dolazi se do perioda izlaznog signala $T(m_{ASD})$ u ovisnosti o razini ulaznog signala m_{ASD} :

$$T(m_{ASD}) = \frac{T_C}{2} \left(\frac{1}{1 - m_{ASD}} \right) + \frac{T_C}{2} \left(\frac{1}{1 + m_{ASD}} \right) = \frac{T_C}{1 - m_{ASD}^2}. \quad (2.17)$$

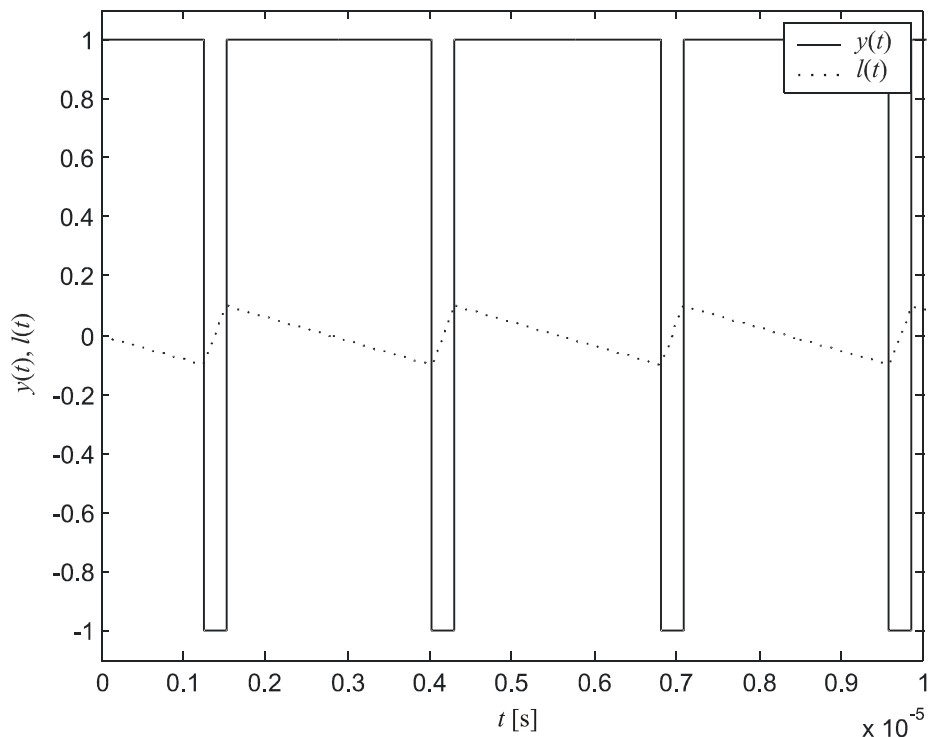
Iz izraza 2.17, proizlazi izraz za izlaznu frekvenciju u ovisnosti o m_{ASD} , koja je recipročna vrijednost perioda $T(m_{ASD})$. Vidljivo je da frekvencija opada sa kvadratom relativne vrijednosti ulaznog napona, te da je maksimalna frekvencija izlaznoj signala jednaka frekvenciji f_C i to za slučaj kada je $m_{ASD} = 0$:

$$f(m_{ASD}) = f_C (1 - m_{ASD}^2). \quad (2.18)$$

Na sličan način dolazi se do izraza za ovisnost odnosa impuls-pauza $\alpha(m_{ASD})$ o relativnoj vrijednosti ulaznog napona m_{ASD} . Dijeljenjem izraza 2.15 sa izrazom 2.17 dobiva se izraz za $\alpha(m_{ASD})$:

$$\alpha(m_{ASD}) = \frac{t_{imp}}{t_{pau}} = \frac{1}{2} (1 + m_{ASD}). \quad (2.19)$$

Prema izrazu (2.19) odnos impuls-pauza proporcionalan je relativnoj vrijednosti ulaznog napona m_{ASD} . Iz slike 2.11 vidljivo je da se s povećanjem relativnog ulaznog napona na 0,8 (u usporedbi sa slikom 2.9) frekvencija smanjila, a odnos impuls-pauza povećao.



Slika 2.11. Valni oblici signala $l(t)$ i $y(t)$ za $m_{ASD} = 0,8$ V

Dosadašnja analiza radnih značajki ASD modulatora provedena je za istosmjerni ulazni signal $x(t)$. U nastavku će biti provedena analiza za sinusni ulazni signal. Ako se na ulaz modulatora dovede izmjenični ulazni signal sinusnog valnog oblika $x(t) = X_m \sin(\omega_m t)$, onda će relativna vrijednost ulaznog signala biti jednaka:

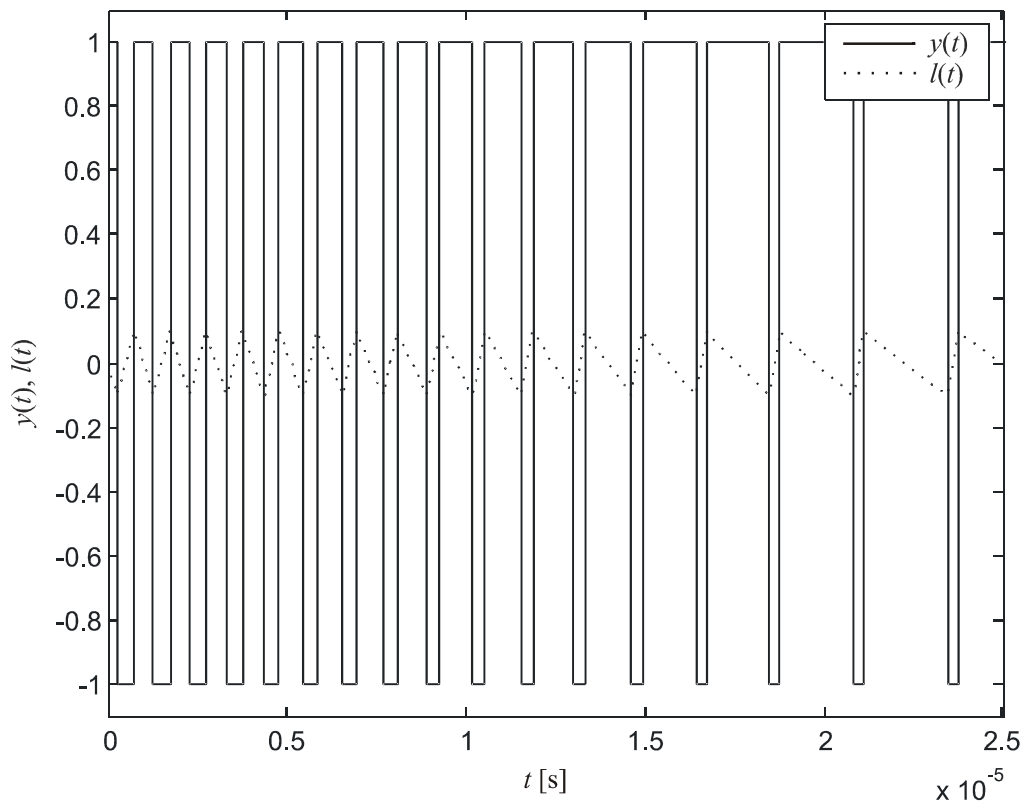
$$m_{ASD}(t) = M_{ASD} \sin(\omega_m t), \quad (2.20)$$

gdje je $M_{ASD} = X_m / U_Y$, tj. omjer amplitude ulaznog signala i amplitude pravokutnog signala na izlazu ASD modulatora.

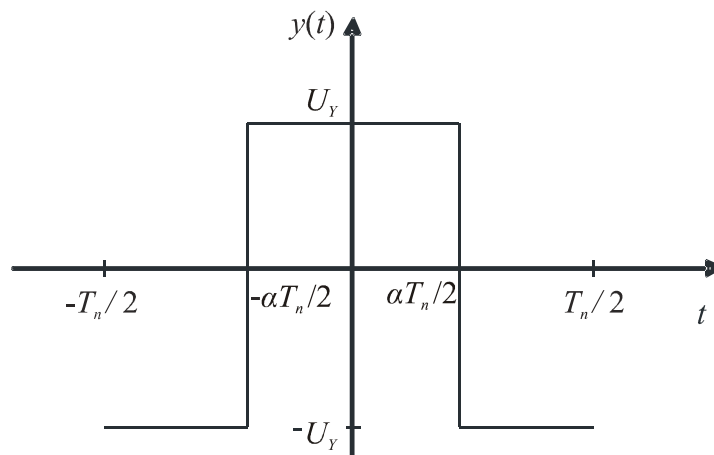
Uvrštavanjem izraza (2.20) u izraz (2.18) dobiva se izraz za trenutnu frekvenciju izlaznog signala u ovisnosti o frekvenciji i amplitudi ulaznog napona:

$$f(t) = f_C \left(1 - \frac{1}{2} M_{ASD}^2 + \frac{1}{2} M_{ASD}^2 \cos(2\omega_m t) \right). \quad (2.21)$$

Slika 2.12 prikazuje valni oblik izlaznog signala ASD modulatora tijekom prve četvrtine perioda sinusnog ulaznog signala. Vidljivo je da se sa kontinuiranom promjenom razine ulaznog signala, istodobno mijenjaju frekvencija izlazne sekvence i odnos impuls-pauza. Izlazni signal iz integratora $l(t)$ naizmjenično raste i opada unutar vrijednosti gornjeg i donjeg napona okidanja i njegov nagib proporcionalan je naponu na ulazu u modulator.



Slika 2.12. Valni oblici signala $l(t)$ i $y(t)$ za $x(t) = 0,8\sin(20000\pi t)$



Slika 2.13. Prikaz perioda segmenta izlaznog signala $y(t)$

Analizom jednog perioda izlaznog signala $y(t)$, frekvencije osnovnog harmonika ω_n , odnosa impuls-pauza α , prikazanog na slici 2.13, i njegovim razvojem u Fourierov red, dobiva se sljedeći izraz:

$$y(t) = 2U_Y \left(\alpha - \frac{1}{2} \right) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2U_Y \sin(k\pi\alpha)}{k\pi} \cos(k\omega_n t + \varphi_k), \quad (2.22)$$

gdje prvi pribrojnik predstavlja srednju vrijednost perioda izlaznog signala $y_0(t)$, član pod sumom ispred kosinusa amplitudu $U_{Yk}(\alpha)$ k -tog harmonika $y_k(t)$, a ω_n frekvenciju osnovnog harmonika.

Kombinacijom izraza (2.19) i (2.20) dolazi se do sljedećih izraza za odnos impuls-pauza $\alpha(t)$ i srednju vrijednost perioda izlaznog signala $y_0(t)$:

$$\alpha(t) = \frac{1}{2} (1 + M_{ASD} \sin(\omega_m t)), \quad (2.23)$$

$$y_0(t) = \frac{1}{2} M_{ASD} (2U_Y) \sin(\omega_m t). \quad (2.24)$$

U svrhu analize frekvencijske modulacije izlaznog signala potrebno je preoblikovati izraz (2.21) za trenutnu frekvenciju $f(t)$. Zbog jednostavnijeg prikaza korištene su kružne frekvencije. Prva dva pribrojnika na desnoj strani izraza predstavljaju vremenski neovisnu frekvenciju osnovnog harmonika ω_n , a treći pribrojnik predstavlja vremenski ovisnu frekvencijsku devijaciju $\omega_D(t)$:

$$\omega(t) = \omega_n + \omega_D(t), \quad (2.25)$$

gdje su ω_n i $\omega_D(t)$ jednake:

$$\omega_n = \omega_C - \frac{1}{2} M_{ASD}^2 \omega_C, \quad \omega_D(t) = \frac{1}{2} M_{ASD}^2 \omega_C \cos(2\omega_m t), \quad (2.26)$$

pri čemu je

$$\omega_{\Delta} = \frac{1}{2} M_{ASD}^2 \omega_C. \quad (2.27)$$

Frekvencijska modulacija k -tog harmonika iz izraza (2.22) $y_k(t)$, dobiva se integriranjem vremenski ovisne frekvencijske devijacije $\omega_D(t)$ i uvrštavanjem integrala umjesto faznog pomaka φ_k :

$$\varphi_k = \int \omega_D dt = \frac{\omega_{\Delta}}{2\omega_m} \sin(2\omega_m t) = \beta \sin(2\omega_m t), \quad (2.28)$$

$$y_k(t) = U_{Y_k}(t) \cos(k\omega_C t + k\beta \sin(2\omega_m t)). \quad (2.29)$$

Izraz (2.29) prebačen u eksponencijalni oblik postaje:

$$y_k(t) = U_{Y_k}(t) \Re \left(e^{jk\omega_n t} \cdot e^{jk\beta \sin(2\omega_m t)} \right) \quad (2.30)$$

Eksponencijalna funkcija iz izraza (2.30) sa sinusom u potenciji može se prikazati razvojem u red Besselovih funkcija. Na taj način, dolazi se do sljedećeg izraza za frekvencijski modulirani k -ti harmonik izlaznog signala:

$$\begin{aligned} y_k(t) &= U_{Y_k}(t) \Re \left(e^{jk\omega_n t} \cdot \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l(k\beta) \cdot e^{jl2\omega_m t} \right) = \\ &= U_{Y_k}(t) \Re \left(\sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l(k\beta) \cdot e^{jk\omega_n t} \cdot e^{jl2\omega_m t} \right), \end{aligned} \quad (2.31)$$

$$y_k(t) = U_{Y_k}(t) \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l(k\beta) \cdot \cos(k\omega_n t + l2\omega_m t). \quad (2.32)$$

Zbog sinusne promjene odnosa impuls-pauza mijenjat će se i amplituda k -tog harmonika:

$$U_{Y_k}(t) = \frac{2U_Y}{k\pi} \sin(k\pi\alpha) = \frac{2U_Y}{k\pi} \sin \left[k \frac{\pi}{2} (1 + M_{ASD} \sin(\omega_m t)) \right]. \quad (2.33)$$

Korištenjem svojstava trigonometrijskih funkcija, izraz (2.33) može se prilagoditi na sljedeći način:

$$U_{Yk}(t) = \frac{2U_Y}{k\pi} \left[\begin{aligned} &\sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(k \frac{\pi}{2} M_{ASD} \sin(\omega_m t)\right) + \\ &+ \cos\left(k \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(k \frac{\pi}{2} M_{ASD} \sin(\omega_m t)\right) \end{aligned} \right] \quad (2.34)$$

Ako je $\beta_2 = M_{ASD}\pi/2$, tada se uvrštavanjem izraza (2.34) u izraz (2.32) dobiva konačan izraz za frekvencijsko i amplitudno modulirani k -ti nosilac izlaznog signala:

$$\begin{aligned} y_k(t) &= \frac{2U_Y}{k\pi} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l(k\beta) \cos(k\beta_2 \sin(\omega_m t)) \cdot \cos(k\omega_n t + l2\omega_m t) + \\ &+ \frac{2U_Y}{k\pi} \cos\left(k \frac{\pi}{2}\right) \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l(k\beta) \sin(k\beta_2 \sin(\omega_m t)) \cdot \cos(k\omega_n t + l2\omega_m t). \end{aligned} \quad (2.35)$$

U oba pribrojnika izraza (2.35) nalaze se trigonometrijske funkcije u argumentu trigonometrijskih funkcija, koje se također mogu prikazati razvojem u red trigonometrijskih funkcija, te se na taj način dolazi do sljedećeg izraza:

$$\begin{aligned} y_k(t) &= \frac{2U_Y}{k\pi} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} J_l(k\beta) J_{2i}(k\beta_2) \cdot \cos(2i\omega_m t) \cdot \cos(k\omega_n t + 2l\omega_m t) + \\ &+ \frac{2U_Y}{k\pi} \cos\left(k \frac{\pi}{2}\right) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} J_l(k\beta) J_{(2i-1)}(k\beta_2) \cdot \sin((2i-1)\omega_m t) \cos(k\omega_n t + 2l\omega_m t). \end{aligned} \quad (2.36)$$

Produkt trigonometrijskih funkcija pod sumama u izrazu (2.36) može se pojednostaviti korištenjem svojstava trigonometrijskih funkcija i Besselovih funkcija:

$$J_n(t) = (-1)^n J_{-n}(t), \quad (2.37)$$

$$\begin{aligned} \cos(2i\omega_m t) \cdot \cos(k\omega_n t + 2l\omega_m t) &= \frac{1}{2} \cos(k\omega_n t + (2i + 2l)\omega_m t) + \\ &+ \frac{1}{2} \cos(k\omega_n t + ((-2i) + 2l)\omega_m t), \end{aligned} \quad (2.38)$$

$$\begin{aligned} \sin((2i - 1)\omega_m t) \cdot \cos(k\omega_n t + 2l\omega_m t) &= \frac{1}{2} \sin(k\omega_n t + ((2i - 1) + 2l)\omega_m t) + \\ &- \frac{1}{2} \sin(k\omega_n t + (-(2i - 1) + 2l)\omega_m t). \end{aligned} \quad (2.39)$$

Iz izraza (2.37-39) proizlazi da je:

$$\begin{aligned} J_{2i}(k\beta_2) \cdot \cos(2i\omega_m t) \cdot \cos(k\omega_n t + 2l\omega_m t) + \\ + J_{-2i}(k\beta_2) \cdot \cos(-2i\omega_m t) \cdot \cos(k\omega_n t + 2l\omega_m t) = \\ J_{2i}(k\beta_2) \cdot \cos(k\omega_n t + (2l + 2i)\omega_m t) + J_{-2i}(k\beta_2) \cdot \cos(k\omega_n t + (2l - 2i)\omega_m t) \end{aligned} \quad (2.40)$$

Isto tako vrijedi da je:

$$\begin{aligned} J_{2i-1}(k\beta_2) \cdot \sin((2i - 1)\omega_m t) \cdot \cos(k\omega_n t + 2l\omega_m t) + \\ + J_{-(2i-1)}(k\beta_2) \cdot \sin(-(2i - 1)\omega_m t) \cdot \cos(k\omega_n t + 2l\omega_m t) = \\ J_{2i}(k\beta_2) \cdot \cos(k\omega_n t + (2l + 2i)\omega_m t) + J_{-2i}(k\beta_2) \cdot \cos(k\omega_n t + (2l - 2i)\omega_m t) \end{aligned} \quad (2.41)$$

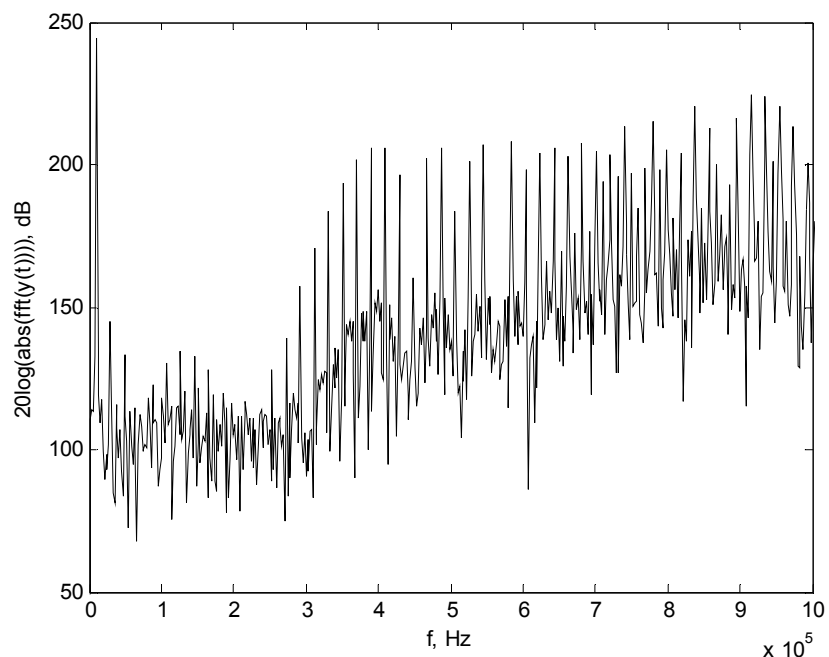
Iz izraza (2.40) i (2.41) proizlazi konačan izraz za k -ti harmonik izlaznog signala:

$$\begin{aligned} y_k(t) &= \frac{2U_Y}{k\pi} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} J_l(k\beta) J_{2i}(k\beta_2) \cdot \cos(k\omega_n t + (2l + 2i)\omega_m t) + \\ &+ \frac{2U_Y}{k\pi} \cos\left(k \frac{\pi}{2}\right) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} J_l(k\beta) J_{(2i-1)}(k\beta_2) \cdot \sin(k\omega_n t + (2l + (2i - 1))\omega_m t). \end{aligned} \quad (2.42)$$

Izraz (2.42) daje spektar izlaznog signala u ovisnosti o frekvenciji osnovnog harmonika ω_n i frekvenciji ulaznog signala ω_m . Iz izraza je vidljivo da amplituda svakog harmonika ovisi o njegovom redu (k) i amplitudi pravokutnog napona na izlazu iz modulatora (U_Y). Za neparne vrijednosti k , nosilac je opisan prvim pribrojnikom (za neparne vrijednosti k je $\cos(k\pi/2) = 0$) i spektar prvog nosioca sastoji se od frekvencije nosioca $k\omega_n$ i komponenata raspoređenih na parnim višekratnicima frekvencije ulaznog signala ω_m u okolini frekvencije

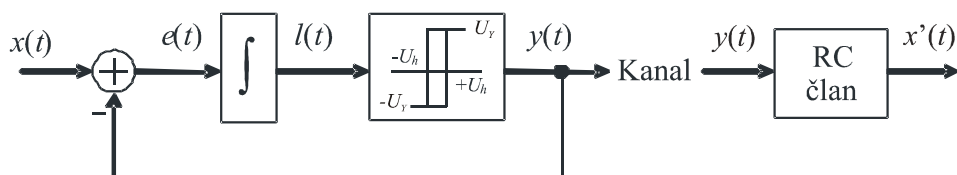
nosioca. Suprotno, za parne vrijednosti k , prvi je pribrojnik jednak nuli, nosilac je opisan prvim pribrojnikom, a njegov spektar ne sadrži frekvenciju nosioca, već se sastoji od komponenata raspoređenih na parnim višekratnicima frekvencije ulaznog signala $k\omega_m$.

Slika 2.14 prikazuje spektar izlaznog signala ASD modulatora za ulazni signal $x(t)=0.8\sin(62800t)$, uz konstantu integracije $T_p = 400000$ s i relativnim naponom praga histereze $h = 0,1$. Spektar prikazuje komponentu u osnovnom pojasu na mjestu frekvencije ulaznog signala i više spektralne komponente ispod središnje frekvencije, koja iznosi 1MHz. Vidi se da viši harmonici iščezavaju s približavanjem osnovnom pojasu.



Slika 2.14. Frekvencijski spektar izlaznog signala $y(t)$ za $x(t) = 0.8\sin(62800t)$

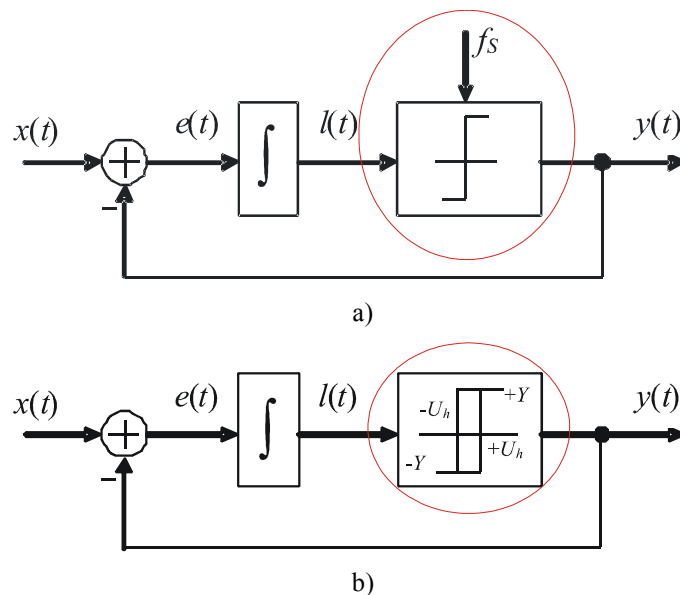
Kako je informacija o frekvencijskom spektru sadržana u osnovnom pojasu, a viši harmonici izlaznog signala $y(t)$ iščezavaju u okolini osnovnog pojasa i ASD modulirani signal moguće je demodulirati jednostavnim niskopropusnim filtrom (RC-članom), što je prikazano na slici 2.15.



Slika 2.15. ASD modulator i demodulator

2.3. Usporedba radnih značajki sinkrone i asinkrone sigma-delta modulacije

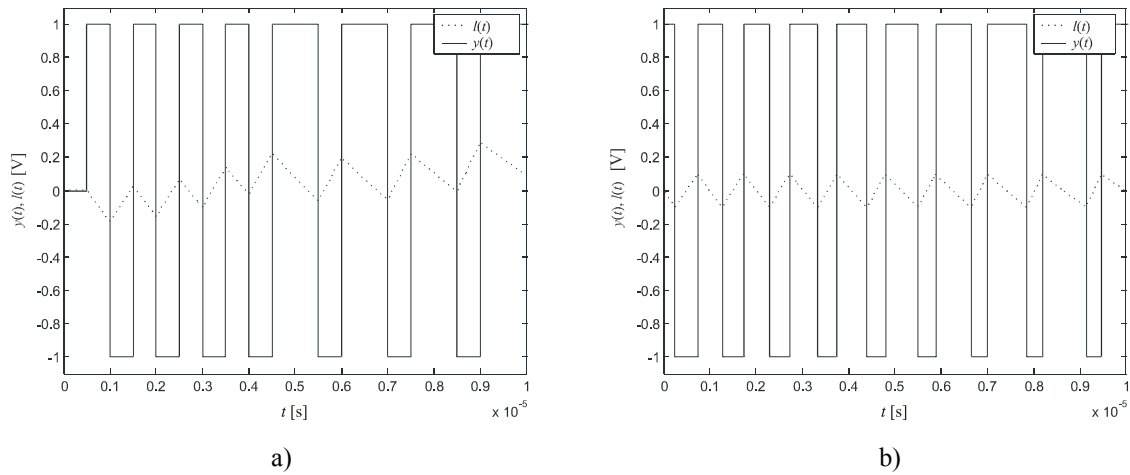
Asinkrona i sinkrona sigma-delta modulacija provode pretvorbu analognog ulaznog signala $x(t)$ u digitalnu 1-bitovnu riječ sa dvije razine na izlazu. Naizgled ista pretvorba provodi se na dva bitno različita načina. Osnovna razlika između sinkrone i asinkrone sigma-delta modulacije je u postupku kvantizacije amplitude na izlazu iz integratora (slika 2.16). Sinkroni sigma-delta modulator kvantizaciju provodi s taktom preuzorkovanja binarnog kvantizatora koji mijenja stanje na izlazu na rastući brid takta nakon što izlaz iz integratora $l(t)$ promijeni predznak (slika 2.17). Postojanje takta znači automatski i veću potrošnju snage te mogućnost unošenja pogreške zbog podrhtavanja takta (engl. jitter) što je glavni nedostatak SSD modulatora u usporedbi sa ASD modulatorom.



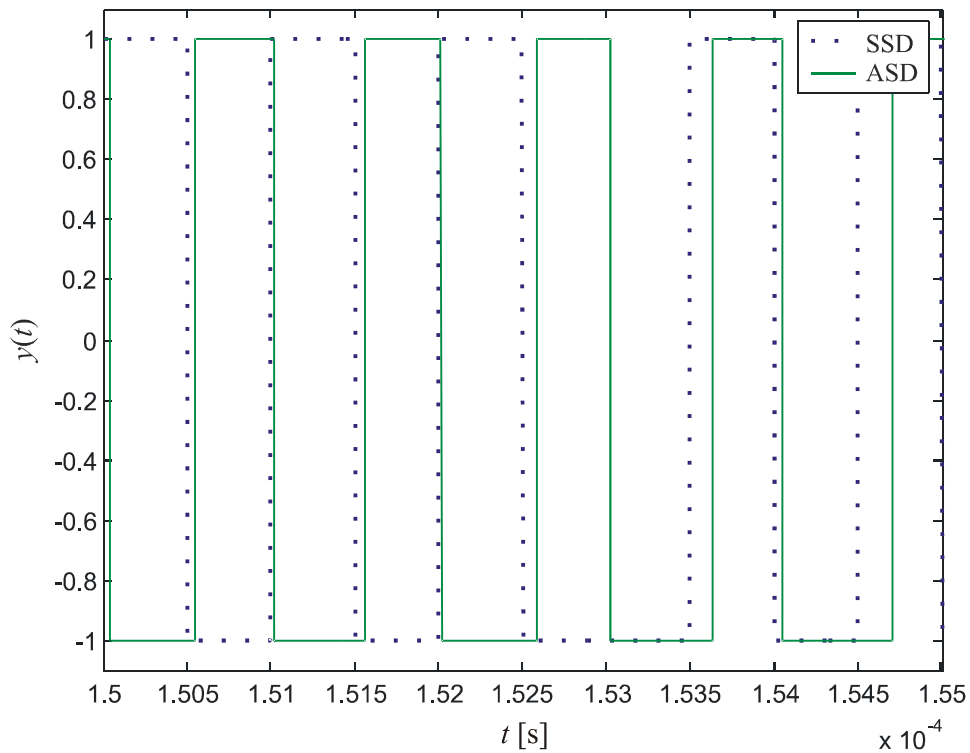
Slika 2.16. Sinkroni a) i asinkroni b) sigma delta modulator

Kako je kvantizacija sinkrona s taktom, to su trajanja impulsa i pauza na izlazu višekratnici perioda takta kvantizacije (slika 2.17a). Kod asinkronog sigma-delta modulatora pretvorba se ne odvija po taktu nego po trenucima kada signal $l(t)$ dostiže vrijednosti napona praga histerese $\pm U_h$. Zbog toga do promjene izlaznog signala iz impulsa u pauzu može doći u bilo kojem trenutku, što znači da vrijeme nije kvantizirano. Na slici 2.17a za SSD modulator korišten je takt kvantizacije od 1 MHz, a ASD modulator (slika 2.17b) ima središnju frekvenciju jednaku 1 MHz. Na slici 2.18 vidljivo je da se izlaz iz SSD modulatora mijenja

sinkrono u cjelobrojnim višekratnicima perioda koji iznosi 10^{-6} s. Isto tako se vidi da se promjena izlaznog signala kod ASD modulatora događa u nejednolikim vremenskim trenucima, jer se i frekvencija i odnos impuls-pauza izlaznog signala mijenjaju kontinuirano kako se mijenja napon na ulazu u modulator.

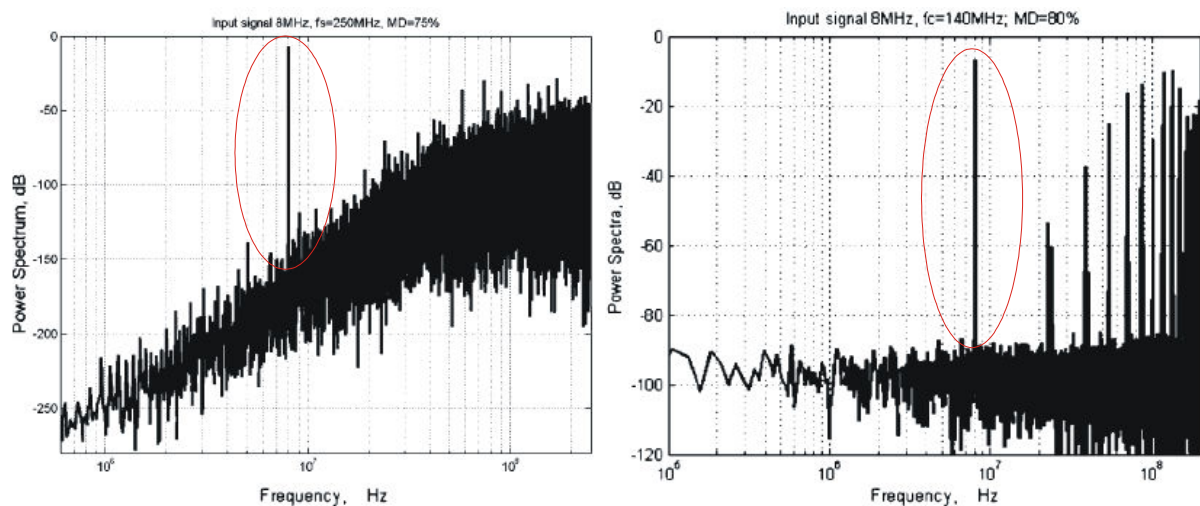


Slika 2.17. Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ za a) SSD i b) ASD modulator



Slika 2.18. Izlazni signal iz SSD i ASD modulatora

Sljedeća bitna razlika između sinkrone i asinkrone izvedbe sigma-delta modulatora posljedica je kvantizacije vremena sinkronog sigma-delta modulatora. Kvantizacijom vremena unosi se kvantizacijski šum koji se pojavljuje u spektru SSD modulatora (slika 2.19). Unatoč svojstvu SSD modulatora da uobličava kvantizacijski šum u osnovnom pojasu, ostaje određena količina kvantizacijskog šuma koji se ne može filtrirati.



Slika 2.19. Usporedba spektra SSD i ASD moduliranog signala [11]

Asinkroni sigma-delta modulator u osnovnom pojasu ima sadržanu samo informaciju o razini ulaznog signala pohranjenu u odnosu impuls-pauza izlaznog signala, a na višim frekvencijama Besselove komponente viših harmonika koje približavanjem osnovnom pojasu gotovo u potpunosti iščezavaju, ovisno o visini središnje frekvencije modulatora (slika 2.19). Zbog nepostojanja šuma kvantizacije u okolini osnovnog pojasa, ASD modulator u odnosu na SSD modulator ima manje stroge zahtjeve na realizaciju niskopropusnog filtra za demodulaciju SD signala.

2.4. Primjene sinkrone i asinkrone sigma-delta modulacije

Kontinuiranim razvojem VLSI tehnologije i smanjenja dimenzija tranzistora, dolaze do izražaja prednosti mješovitih analogno digitalnih sklopova kao što je i sigma-delta modulacija. Zbog svojih karakteristika pogodna je za primjenu u sklopovima visoke razlučivosti i malih do srednjih brzina prijenosa podataka zbog ograničenja uvjetovanih visokim frekvencijama preuzorkovanja. U posljednje vrijeme objavljeno je mnoštvo radova

na temu primjene SSD modulatora, poput primjene A/D pretvornika u instrumentacijskoj tehnici, kodiranju govora i audio signala, DVD, ISDN, ADSL uređajima, mobilnoj telefoniji, pojačalima snage D klase, energetskim istosmjernim pretvaračima snage itd. Što se tiče ASD modulacije, broj objavljenih radova je bitno manji, iako su objavljene primjene dosta slične sinkronoj inačici, poput primjene u ADSL linijskim pobudnim stupnjevima, linijskim pobudnim stupnjevima za optičke kablove, UMTS primopredajnicima, digitalizaciji IF signala, pojačalima snage D klase i energetskim istosmjernim pretvaračima snage.

2.4.1. Primjena SD modulatora za A/D pretvorbu u instrumentacijskoj tehnici

Primjena A/D pretvornika u instrumentacijskoj tehnici zahtjeva visoke razlučivosti. Objavljene publikacije iz tog područja primjene obično su za razlučivost od 19 do 20 bita. Sigma-delta modulator za primjenu u instrumentacijskom pretvorniku objavljen u [26], koristi topologiju modulatora 5-og reda s frekvencijom uzorkovanja od 128 kHz i faktorom preuzorkovanja od približno 128. Ostvaruje dinamički raspon od 19 bita unutar frekvencijskog opsega ulaznog signala do 498 Hz. Sličnih značajki je i pretvornik koji se koristi za mjerenje seizmičkih aktivnosti [27] s frekvencijom preuzorkovanja od 128 kHz uz dinamički raspon od 120 dB, što odgovara razlučivosti od 20 bita.

U posljednje vrijeme dosta je radova objavljeno iz područja primjene sigma-delta modulatora za analogno-digitalnu pretvorbu u pametnim sensorima (engl. *smart sensors*). Za mjerenje temperature u rasponu od -55 °C do 125 °C uz točnost od 0,1 °C, koristi se sigma-delta modulator drugog reda [28], 16-bitne razlučivosti i frekvencije preuzorkovanja reda veličine nekoliko kHz. Primjena sigma-delta modulatora prvog reda u mikro elektromehaničkim sensorima objavljena je u [29].

Jedna od novijih primjena sigma-delta modulatora je mjerenje atmosferskog tlaka [30]. Modulator je četvrtog reda, dinamičkog raspona od 110 dB i frekvencije preuzorkovanja od 1,024 MHz.

Za mjerenje PH vrijednosti koristi se sigma-delta modulator s frekvencijom preuzorkovanja od 6,25 MHz. Uz mjerenje PH vrijednosti u rasponu od 2 do 12 osigurava se pogreška unutar granica $\pm 0,02$ pH [31].

Iako do sada nije primijenjena, ASD modulacija mogla bi biti pogodna za primjenu u pametnim sensorima zbog nepostojanja takta koji je značajan potrošač snage.

2.4.2. SD modulatori za A/D pretvorbu govora

Sigma-delta pretvornici su jako dobar izbor za frekvencijsko područje signala govora (do 4 kHz), gdje je zadovoljavajuća i razlučivost od 13 do 14 bita. Jedan takav pretvornik [32] koristi 1-bitni sigma-delta modulator s frekvencijom preuzorkovanja od 4 MHz i na taj način ostvaruje faktor preuzorkovanja 500 uz dinamički raspon od 79 dB. Modulator drugog reda, iste razlučivosti, ali niže frekvencije preuzorkovanja objavljen je u [33].

Iako su prvi članci iz područja kodiranja govora uz primjenu sigma-delta modulatora objavljeni 80-ih godina prošlog stoljeća, napretkom poluvodičke tehnologije posljednjih godina objavljuje se sve više znanstvenih radova iz tog područja [34, 35, 36]. Tendencija u projektiranju sklopova za kodiranje govora je kontinuirano smanjenje površine integriranih krugova i smanjenje potrošnje snage.

Prema parametrima navedenih A/D pretvornika u izvedbi sa SSD modulatorom, asinkrona izvedba SD modulatora mogla bi biti alternativa postojećim A/D pretvornicima za digitalizaciju govornog signala.

2.4.3. Primjena SD Modulatora za A/D pretvorbu audio signala

Digitalne audio aplikacije (HiFi, CD i DAT sustavi) često koriste sigma-delta pretvornike za analogno-digitalnu pretvorbu. Kodiranje audio signala definira zahtjeve za širinom osnovnog frekvencijskog pojasa od 20 do 24 kHz uz razlučivost od 16 do 20 bita. Za zadovoljavajuću kvalitetu audio signala obično se moraju koristiti faktori preuzorkovanja od najmanje 64.

Prvi audio A/D pretvornik u izvedbi sa sinkronim sigma-delta modulatorom objavljen je još davne 1986. godine [37] i imao je dinamički raspon signala od 106 dB i razlučivost od gotovo 18 bita unutar frekvencijskog pojasa od 24 kHz. Korištena je frekvencija preuzorkovanja od 6,144 MHz, što odgovara faktoru preuzorkovanja od 128.

Korištenjem sinkronog sigma-delta modulatora četvrtog reda s 1-bitovnim kvantizatorom [38] postignuta je 16-bitna razlučivost u frekvencijskom pojasu od 24 kHz uz faktor preuzorkovanja od samo 64.

Kaskadna arhitektura modulatora prvog i drugog reda [39], korištenjem 1-bitovnog kvantizatora postiže razlučivost od približno 17 bita za frekvencijski opseg od 25 kHz sa frekvencijom preuzorkovanja od 6,4 MHz.

U posljednje vrijeme objavljeno je nekoliko radova [40, 41] iz područja audio sigma-delta pretvornika koji postižu potrošnje snage ispod 1 mW. Iako do sada nije korištena, zbog zahtjeva za smanjenjem potrošnje snage, s vremenom će i energetska učinkovitija ASD modulacija naći primjenu u audio uređajima.

2.4.4. SD pretvornici za upotrebu u ISDN i ADSL uređajima

Zbog kratkog vremena značajnije upotrebe ISDN uređaja samo je nekoliko znanstvenih radova objavljeno iz tog područja [42, 43, 44, 45]. Navedeni radovi datiraju iz doba krajem 80-ih, početkom 90-ih, dakle iz začetaka upotrebe ISDN uređaja.

Sigma-delta pretvornici korišteni u navedenim uređajima, primjenjivali su se za analogno-digitalnu pretvorbu u U -sučeljima ISDN uređaja. Rezolucije publiciranih modulatora kreću se od 13-bitovne [42] do 16-bitovne razlučivosti [44] uz frekvencije preuzorkovanja od 2,5 MHz [42] do 10 MHz [43].

U ADSL uređajima, sigma-delta pretvornik se koristi za analogno-digitalnu pretvorbu u primopredajnicima. Radovi iz tog područja počinju se objavljivati od sredine 90-ih godina do danas [46, 47, 48, 49]. Specifikacije sustava zahtijevaju velike frekvencijske opsege (reda veličine >100 kHz), što znači visoke frekvencije preuzorkovanja. Da bi se frekvencija uzorkovanja zbog utjecaja elektromagnetskih smetnji i podrhtavanja takta svela na minimum, razvoj je išao prema složenijim arhitekturama sigma-delta modulatora uz omogućavanje manjeg faktora preuzorkovanja.

Primjena asinkronog sigma-delta modulatora za različite vrste DSL modema objavljena je u [12]. Modulator postiže visoku linearnost uz male frekvencije preklapanja. Zadovoljene su ADSL-Lite specifikacije s dinamikom od 41 dB u osnovnom pojasu od 800 kHz. Prema ADSL i VDSL specifikacijama, postignuta je dinamika od 56 dB i širina pojasa od 8,6 MHz. Primjena asinkronog sigma-delta modulatora za analogno-digitalnu pretvorbu u linijskim pobudnim stupnjevima zaštićena je patentom US-4.450.564 [13].

2.4.5. Primjena SD modulacije u GSM i UMTS uređajima

Asinkrona sigma-delta modulacija primjenjuje se u UMTS uređajima unutar sklopa za linearizaciju primopredajnika [14]. Specifikacije UMTS sustava definiraju sofisticirane digitalne modulacijske postupke koji nameću potrebu za linearnim pojačalima u

primopredajnicima. Linearna pojačala mogu pojačavati signale visokih frekvencija s promjenjivim amplitudama. Upravo zbog te činjenice asinkrona sigma-delta modulacija je našla primjenu u UMTS uređajima.

Sinkrona sigma-delta modulacija koristi se za analogno-digitalnu pretvorbu u EDGE/UMTS/LAN uređajima [50, 51, 52, 53]. Frekvencijski opseg ulaznog signala koji se mora zadovoljiti kreće se u rasponu od 100 kHz do preko 10 MHz, ovisno o primjeni, uz dinamički raspon od približno 80 dB.

Primjena sinkrone sigma-delta modulacije u MSK, FSK i GMSK modulatorima objavljena je u [54]. Izvedba Gaussovog filtra u digitalnoj tehnici standardno se provodi pohranjivanjem PCM digitalne riječi u ROM tablicu za različite kombinacije signala na ulazu. Umjesto PCM kodiranja, valni oblici su kodirani sinkronom sigma-delta modulacijom, što osigurava uštedu memorije uz zadovoljavajuću razlučivost.

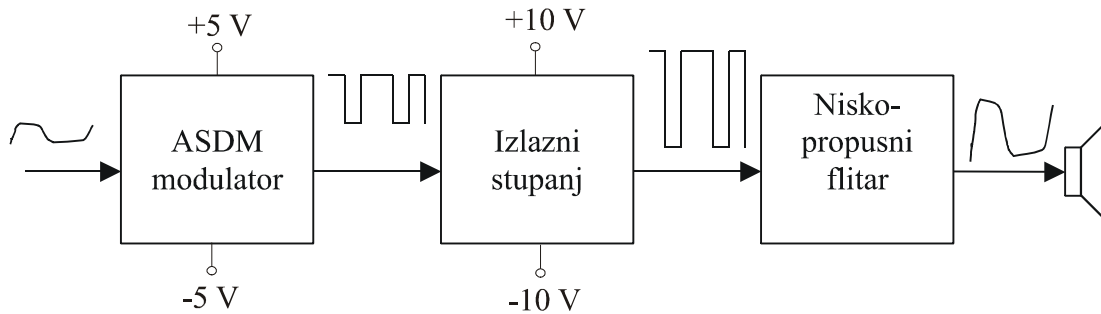
2.4.6. Pojačalo snage D klase u izvedbi s ASD modulatorom

Kod pojačala snage D klase, ulazni signal se u ulaznom stupnju pretvara u sekvencu impulsa. Srednja vrijednost snage impulsa na izlazu proporcionalna je amplitudi ulaznog signala. Kao ulazni stupanj pojačala snage D klase, u literaturi se obično koristi pulsno-širinski modulator [55, 56], sigma-delta modulator [57], a tek u novije vrijeme asinkroni sigma-delta modulator [16]. Izlazni stupanj pojačala pojačava naponsku razinu impulsa izlazne sekvence i samim time unosi pojačanje snage. Na izlazni stupanj se nastavlja nisko-propusni filter koji izlaznu sekvencu filtrira i na zvučnik dovodi pojačanu repliku ulaznog analognog signala (slika 2.20).

Frekvencija izlaznih impulsa ulaznog stupnja (PWM modulatora, SD ili ASD modulatora) obično je nekoliko desetaka puta veća od najveće frekvencije ulaznog analognog signala, zbog jednostavnijeg filtriranja izlaznog signala, obično LC-članom prvog reda. Za slučaj kada je ulazni stupanj ASD modulator izlazni impulsi sadržavaju osnovni spektar u govornom pojasu (izraz 2.24) i više spektralne komponente u okolini središnje frekvencije, prema izrazu (2.42).

Izlazni stupanj pojačala snage D klase sastoji se od niza komplementarno spojenih MOSFET-a, u spoju invertora. Budući da impulsi iz ulaznog stupnja imaju konstantnu amplitudu, pojačalo snage D klase ima vrlo visok stupanj korisnosti. Zbog impulsnog napona konstantne amplitude na ulazu u inverter, MOSFET-i izlaznog spoja će biti u potpunosti

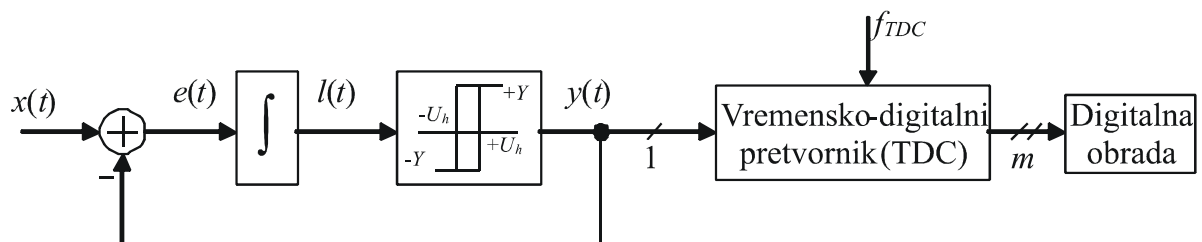
otvoreni ili u potpunosti zatvoreni. Kada je otvoren, napon U_{DS} je kod velike struje I_D približno jednak nuli, a kada je zatvoren, struja I_D je približno nula i iako je napon U_{GS} približno jednak naponu napajanja na taj način utrošena snaga na tranzistoru je minimalna. S druge strane, u linearnom režimu rada MOSFET se ponaša kao linearno promjenjivi otpor i samim time dolazi do veće disipacije energije kroz toplinu. Zbog te činjenice, D klasa je energetske učinkovitija od linearnih klasa pojačala snage, poput AB i B klase.



Slika 2.20. Pojačalo snage D klase u izvedbi sa ASD modulatorom

2.4.7. Sinkrona A/D pretvorba na temelju ASD modulacije

Kao i sinkroni sigma-delta modulator, i asinkrona izvedba može se koristiti za A/D pretvorbu. Nekoliko je radova objavljeno iz područja A/D pretvorbe korištenjem ASD modulatora [9, 10]. U procesu A/D pretvorbe (slika 2.21) na izlaz asinkronog sigma-delta modulatora umjesto decimacijskog filtra, što je slučaj kod SSD modulatora, spaja se vremensko-digitalni pretvornik (eng. *Time-to-digital converter – TDC*) koji informaciju o amplitudi ulaznog analognog signala sadržanu u informaciji o vremenu (vremenu prelaska iz logičke jedinice u logičku nulu i obratno) pretvara u digitalnu domenu u obliku sinkrone m -bitovne PCM digitalne riječi.



Slika 2.21. Asinkroni sigma-delta A/D pretvornik

3. Modeliranje utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom na rad ASD modulatora

U strukturi asinkronog sigma-delta modulatora komponenta koja omogućava kvantizaciju amplitude je komparator s histerezom. Na tržištu postoji nekoliko različitih integriranih sklopova u kojima su implementirani Schmittovi okidni sklopovi (HEF4093 i HEF40106). Problem koji se javlja prilikom implementacije gotovih Schmittovih okidnih sklopova je unaprijed određen napon histereze koji se ne može mijenjati i uz to je nesimetričan u odnosu na napajanje. Nesimetričnost napona histereze Schmittovog okidnog sklopa ima za posljedicu nesimetrično okidanje na strážnji i padajući brid ulaznog signala i samim time srednja vrijednost izlaznog signala ASD modulatora nije jednaka nuli za $x(t) = 0$. Zbog tih razloga, prilikom implementacije ASD modulatora, prikladnije je koristiti Schmittov okidni sklop u realizaciji s operacijskim pojačalom (OP), što omogućava odabir proizvoljnog napona histereze i simetrične pragove okidanja. Problemi koji se javljaju prilikom rada ASD modulatora u izvedbi s operacijskim pojačalom posljedica su neidealnih karakteristika realnog operacijskog pojačala.

Utjecaj realnih parametara operacijskog pojačala u odnosu na idealne parametre unosi pogrešku u izlazni signal. Parametri realnog operacijskog pojačala koji unose pogrešku u izlazni signal operacijskog pojačala su šum operacijskog pojačala (u_s , i_{s+} , i_{s-}) i faktor potiskivanja smetnji iz linija napajanja. Kod primjene operacijskog pojačala za Schmittovog komparatora, izlazni napon preko povratne veze utječe na napon histereze, pa stohastička promjena napona izlaznog signala utječe i na promjenu napona histereze.

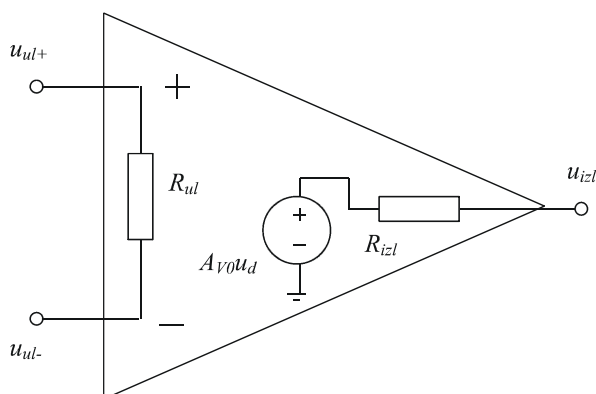
Osim stabilnog napona histereze, u izvodu izraza (2.14) za središnju frekvenciju idealnog ASD modulatora pretpostavka je da kašnjenje unutar komponenata ASD modulatora ne postoji, a samim time niti vrijeme okidanja komparatora nakon što je ulazni signal već dosegnuo vrijednost napona pragova histereze. Svako operacijsko pojačalo ima određeno vrijeme kašnjenja koje uz ograničeno vrijeme porasta odgađa okidanje komparatora. Zbog toga središnja frekvencija ASD modulatora neće odgovarati idealnoj frekvenciji definiranoj izrazom (2.14)

Kako je u ovoj disertaciji za implementaciju komparatora s histerezom korišteno operacijsko pojačalo, u ovom će poglavlju biti opisani svi parametri realnog operacijskog pojačala, od kojih neki izravno utječu na rad ASD modulatora.

3.1. Realni parametri operacijskog pojačala

U svrhu vrednovanja i usporedbe realnih parametara operacijskog pojačala, potrebno je definirati parametre idealnog operacijskog pojačala. Nadomjesna shema idealnog operacijskog pojačala prikazana je na slici 3.1. Osnovni parametri koji definiraju idealno operacijsko pojačalo su beskonačan ulazni otpor, izlazni otpor jednak nuli, beskonačno naponsko pojačanje u otvorenoj petlji, vrijeme kašnjenja između promjene signala na ulazu do promjene signala na izlazu (vrijeme kašnjenja, engl. *propagation delay*) jednako je nuli, brzina porasta izlaznog signala (engl. *slew rate* - *SR*) je beskonačna, a napon namještanja (engl. *offset voltage*) jednak je nuli.

U praktičnoj izvedbi, zbog korištenja realnih tranzistora za izradu operacijskog pojačala i uz njihovo međudjelovanje, dolazi se do realnih parametara koji se razlikuju od idealnih [58-60]. Međusobni odnos parametara realnog i idealnog pojačala prikazan je u tablici 3.I, u kojoj su za usporedbu prikazane prosječne vrijednosti realnih parametara.



Slika 3.1. Idealno operacijsko pojačalo ($R_{ul} = \infty$, $R_{izl} = 0$ i $A_{VO} = \infty$)

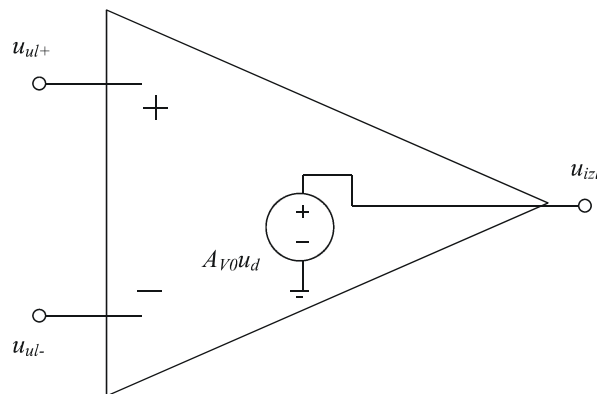
Tablica 3.I. Parametri idealnog i realnog operacijskog pojačala [58-61]

Parametar	Idealno OP	Realno OP
Ulazni otpor, R_{ul} [$M\Omega$]	∞	0,3 - 6
Izlazni otpor, R_{izl} [Ω]	0	0,3-100
Naponsko pojačanje, A_V	∞	$10^5 - 10^9$
Vrijeme kašnjenja, t_k [ns]	0	30-200
Brzina porasta, SR [V/ μ s]	∞	0,5 - 6500
Napon namještanja, U_{off} [mV]	0	0,3-10

3.1.1. Pojačanje operacijskog pojačala - A_V

Pojačanje operacijskog pojačala u otvorenoj petlji A_{VO} teoretski je beskonačno. U praksi to pojačanje je konačno i iznosi od 10^5 do 10^9 , ovisno o tipu operacijskog pojačala. Prema slici 3.2 izraz za naponsko pojačanje operacijskog pojačala u otvorenoj petlji iznosi:

$$A_{VO} = \frac{u_{izl}}{u_{ul+} - u_{ul-}}. \quad (3.1)$$

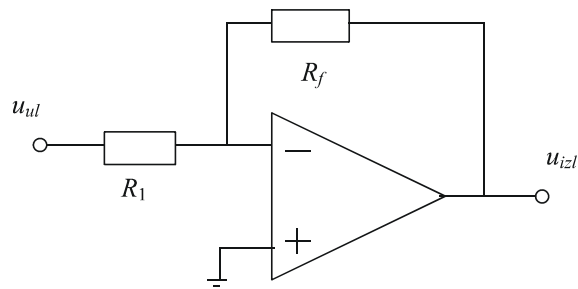


Slika 3.2. Uz definiciju naponskog pojačanja idealnog operacijskog pojačala (zanemareni ulazni i izlazni otpori operacijskog pojačala)

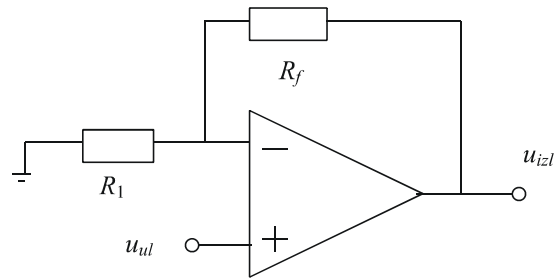
Vrijednost naponskog pojačanja u sklopu s operacijskim pojačalom može se regulirati uvođenjem povratne veze [61]. Za operacijsko pojačalo u spoju invertirajućeg pojačala, vrijednost naponskog pojačanja A_{VI} u idealnom slučaju ovisi isključivo o vanjskim elementima strujnog kruga, odnosno o otporima R_1 i R_f (slika 3.3). Ako se zanemare utjecaji realnog ulaznog i izlaznog otpora za slučaj realnog operacijskog pojačala utjecaj će imati i konačna vrijednost naponskog pojačanja realnog operacijskog pojačala u otvorenoj petlji A_{VO} :

$$A_{VI} = \frac{-\frac{R_f}{R_1}}{1 + \frac{R_1 + R_f}{R_1 A_{VO}}}. \quad (3.2)$$

Iz izraza za naponsko pojačanje invertirajućeg pojačala vidi se da je za $A_{VO} = \infty$ naponsko pojačanje jednako idealnom ($A_{VI} = -R_f/R_1$). Konačna vrijednost naponskog pojačanja A_{VO} realnog operacijskog pojačala prema izrazu 3.2 smanjuje vrijednost naponskog pojačanja A_{VI} .



Slika 3.3. Invertirajući spoj operacijskog pojačala



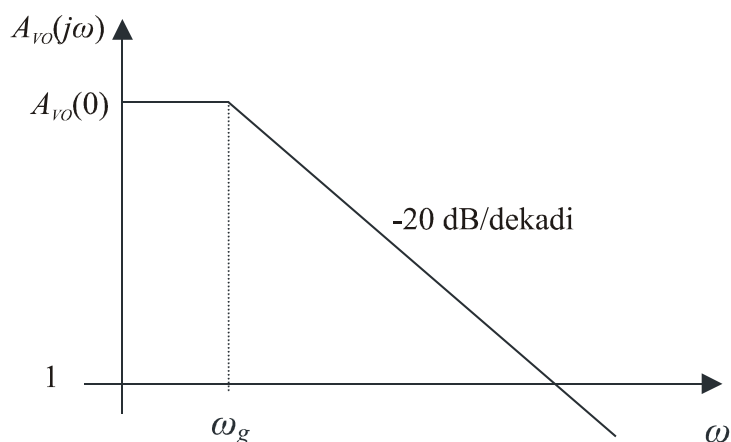
Slika 3.4. Neinvertirajući spoj operacijskog pojačala

Na isti način može se doći do naponskog pojačanja neinvertirajućeg spoja (slika 3.4). Izvodom izraza za pojačanje realnog operacijskog pojačala u neinvertirajućem spoju dobiva se sljedeći izraz:

$$A_{VN} = \frac{1 + \frac{R_f}{R_1}}{1 + \frac{R_1 + R_f}{R_1 A_{VO}}} \quad (3.3)$$

Naponsko pojačanje operacijskog pojačala u neinvertirajućem spoju A_{VN} za beskonačan A_{VO} je jednako pojačanju idealnog pojačala ($A_{VN} = 1 + R_f/R_1$). Iz izraza 3.3 vidi se da konačna vrijednost pojačanja operacijskog pojačala u otvorenoj petlji A_{VO} utječe na pojačanje neinvertirajućeg spoja i da je za manji A_{VO} manje i naponsko pojačanje A_{VN} .

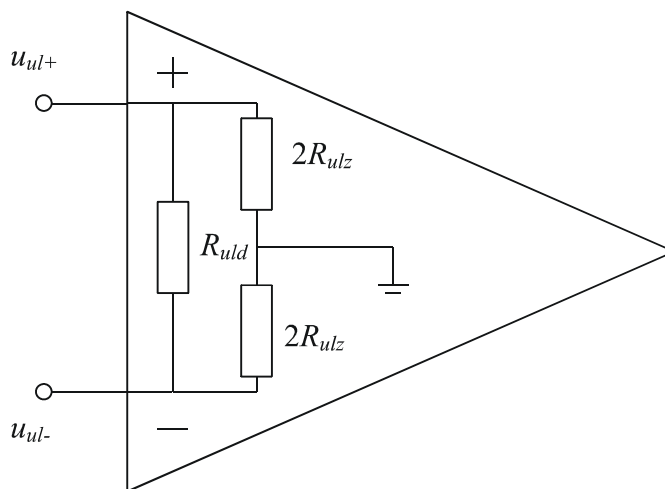
Osim što je naponsko pojačanje realnog operacijskog pojačala u otvorenoj petlji ograničeno iznosom, ono ovisi i o frekvenciji. U uskom frekvencijskom pojasu od frekvencije 0 Hz do granične frekvencije ω_g , naponsko pojačanje je konstantno, nakon čega počinje opadati s 20 dB/dekadi. Frekvencijska ovisnost realnog operacijskog pojačala prikazana je slikom 3.5. To znači da je utjecaj konačnog pojačanja u otvorenom krugu A_{VO} na višim frekvencijama izraženiji.



Slika 3.5. Frekvencijska ovisnost naponskog pojačanja operacijskog pojačala

3.1.2. Ulazni otpor - R_{ul} i izlazni otpor - R_{izl}

Ulazni otpor operacijskog pojačala modelira se prema slici 3.6. Ako se ulazi operacijskog pojačala kratko spoje, prema uzemljenju imaju otpor R_{ulz} . Otpor između odspojenog invertirajućeg i neinvertirajućeg ulaza predstavlja otpor R_{uld} (slika 3.6).



Slika 3.6. Ulazni otpor operacijskog pojačala [61]

Ulazni otpor operacijskog pojačala R_{ul} kada je jedan od ulaza uzemljen, jednak je paralelnom spoju otpora R_{uld} i otpora $2R_{ulz}$ ($R_{ul} = R_{uld} || 2R_{ulz}$). U slučaju kada su oba ulaza odspojena, tada je ulazni otpor operacijskog pojačala jednak paralelnom spoju otpora R_{uld} i otpora $4R_{ulz}$ ($R_{ul} = R_{uld} || 2R_{ulz}$). Otpori R_{uld} i R_{ulz} su reda veličine 10^6 i $10^8 \Omega$. Uz pretpostavku da je izlazni otpor R_{izl} jednak nuli, u spoju invertirajućeg pojačala (slika 3.3) ulazni otpor

operacijskog pojačala ne utječe značajno na ukupan ulazni otpor invertirajućeg pojačala, jer je vrijednost otpora R_{ul} znatno veća od otpora R_f .

Utjecaj ulaznog otpora operacijskog pojačala u neinvertirajućem spoju (slika 3.4) bit će značajniji i ukupan ulazni otpor neinvertirajućeg spoja R_{uln} ovisit će o otporima R_{uld} i R_{ulz} . Analiza neinvertirajućeg spoja provedena je uz sljedeće pretpostavke:

$$R_{izl} = 0; \quad R_1 \ll R_{ulz}; \quad \frac{R_f}{R_{uld}} \ll A_V. \quad (3.4)$$

Prema izrazu (3.4) dobiva se približan izraz za ukupan ulazni otpor neinvertirajućeg spoja, prema kojem je ulazni otpor R_{uln} :

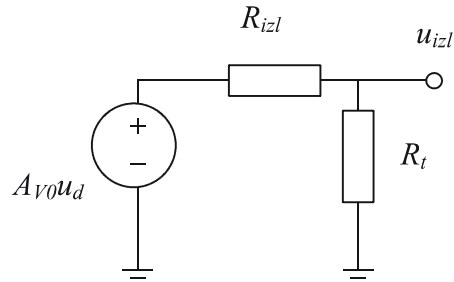
$$R_{uln} \approx (2R_{ulz}) \parallel \left[\left(1 + A_{VO} \frac{R_1}{R_1 + R_f} \right) R_{uld} \right]. \quad (3.5)$$

Iz izraza za ulazni otpor neinvertirajućeg spoja vidljivo je da ulazni otpor R_{uln} ovisi o faktoru naponskog pojačanja operacijskog pojačala A_{VO} . Kako je faktor naponskog pojačanja ovisan o frekvenciji i opada sa njezinim porastom, to znači da će se povećanjem frekvencije smanjivati ulazni otpor i na visokim frekvencijama utjecaj unutrašnjeg otpora može biti značajan.

Različiti proizvođači operacijskih pojačala definiraju izlazni otpor operacijskog pojačala R_{izl} na dva načina. U nekim specifikacijama je definiran izlazni otpor u otvorenoj petlji, a u nekima izlazni otpor u zatvorenoj petlji povratne veze. Izlazni otpor operacijskog pojačala djeluje na izlazni signal tako što mu smanjuje vrijednost. Slika 3.7 prikazuje utjecaj izlaznog otpora na izlazni napon kod operacijskog pojačala na koji je spojen omski teret R_t .

Prema slici 3.7, vidljivo je da izlazni otpor R_{izl} u seriji s teretom tvori naponsko djelilo izlaznog napona u otvorenoj petlji. Za izlazni napon stoga vrijedi sljedeći izraz:

$$U_{izl} = A_{VO} U_d \frac{R_t}{R_t + R_{izl}}. \quad (3.6)$$

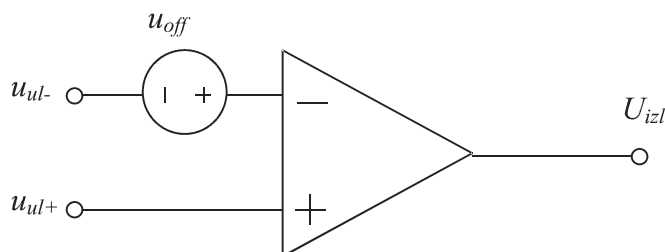


Slika 3.7. Utjecaj izlaznog otpora na izlazni napon

Prema izrazu 3.6, izlazni napon kod realnog operacijskog pojačala smanjuje se za postotak udjela izlaznog otpora u serijskom spoju otpora R_t i R_{izl} . Za niske vrijednosti otpora tereta na izlazu operacijskog pojačala utjecaj izlaznog otpora je veći i poželjno je da njegov iznos bude što manji. S druge strane, nedostatak niskog izlaznog otpora u praktičnoj izvedbi znači veću potrošnju snage.

3.1.3. Napon namještanja - U_{off}

Ako se invertirajući i neinvertirajući ulaz idealnog operacijskog pojačala kratko spoje i uzemlje, izlazni napon bi trebao iznositi 0 V. Kod realnog operacijskog pojačala to nije slučaj. Da bi se na izlazu pojavio napona jednak nuli, potrebno je na ulaz dovesti napon koji je definiran kao napon namještanja U_{off} (slika 3.8). Napon namještanja se modelira kao naponski izvor spojen u seriju s invertirajućim ulazom operacijskog pojačala kako je prikazano na slici 3.8. Napon namještanja može imati pozitivni i negativni predznak. U sklopovima pojačala s povratnom vezom, napon namještanja se pojačava s koeficijentom pojačanja pojačala i time unosi pogrešku u izlazni signal.



Slika 3.8. Napon namještanja operacijskog pojačala [62]

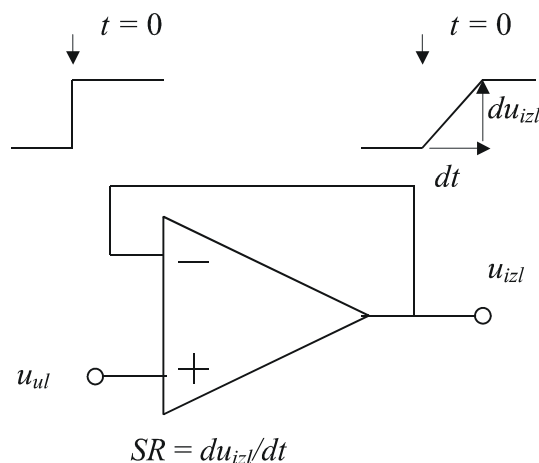
3.1.4. Brzina porasta izlaznog signala - SR

Brzina porasta idealnog signala na izlazu operacijskog pojačala je beskonačna, što znači da se izlazni signal trenutno mijenja u skladu sa skokovitom pobudom na ulazu u operacijsko pojačalo. Kod realnog operacijskog pojačala, brzina porasta izlaznog signala je konačna (slika 3.9) i izlazni signal se između početne i konačne vrijednosti mijenja linearno s koeficijentom brzine porasta SR:

$$SR = \frac{dU_{izl}}{dt} \quad (3.7)$$

Slika 3.9 prikazuje odziv operacijskog pojačala u spoju naponskog sljedila na pravokutni signalom na ulazu. Vidljivo je da se izlazni signal ne mijenja trenutno, već linearno sa nagibom SR. Ukoliko se frekvencija ulaznog signala povećava, povećava se i utjecaj brzine porasta na izlazni signal. Dakle, sa ograničenom brzinom porasta, ograničava se i maksimalna izlazna frekvencija operacijskog pojačala, pa izlazni signal za pravokutnu pobudu više nije pravokutan već je trapezoidalan.

Razlog zbog kojeg dolazi do ograničene brzine porasta su unutrašnji parazitni kapaciteti operacijskog pojačala. Punjenje i pražnjenje parazitnih kapaciteta ograničava radnu frekvenciju operacijskog pojačala i uzrokuje konačnu brzinu porasta.



Slika 3.9. Brzina porasta izlaznog signala operacijskog pojačala u spoju naponskog sljedila [62]

3.1.5. Šum operacijskog pojačala – u_{ξ} i i_{ξ}

U električnim krugovima postoji pet različitih izvora šuma [62, 63]:

- efekt sačme ili Shottkyjev šum (engl. *shot noise*)
- termički šum (engl. *thermal noise*)
- ekscesni šum ili 1/f šum (engl. *flicker noise*)
- rasprskavajući šum (engl. *burst noise*)
- lavinski šum (engl. *avalanche noise*)

Efekt sačme uvijek se javlja kod prijelaza nosioca naboja kroz potencijalnu barijeru, npr. PN-spoj. Prelazak potencijalne barijere je slučajan događaj i zbog toga se trenutna struja I kroz PN-spoj sastoji od velikog broja slučajnih strujnih impulsa srednje vrijednosti I_D . Utjecaj šuma efekta sačme se prikazuje kao odstupanje vrijednosti struje od srednje vrijednosti:

$$\overline{I_{\xi S}^2} = \overline{(I - I_D)^2} = \int 2qI_D df. \quad (3.8)$$

Šum efekta sačme je spektralno ravan i ima uniformnu razdiobu.

Termički šum nastaje termičkom pobudom nosioca naboja u vodiču. Ovaj je oblik šuma prisutan u svim pasivnim elektroničkim komponentama. Kao i šum efekta sačme, termički šum je neovisan u frekvenciji i ima uniformnu razdiobu, ali je njegova vrijednost neovisna o struji. Obično se modelira kao naponski izvor u seriji s otpornikom unutar kojega šum nastaje. Srednja kvadratna vrijednost napona izvora termičkog šuma dobiva se iz sljedećeg izraza:

$$\overline{e^2} = \int 4kTRdf, \quad (3.9)$$

gdje je k Boltzmannova konstanta ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K), T apsolutna temperatura u stupnjevima Kelvina, R otpor izražen u Ω , a df diferencijalni pojas.

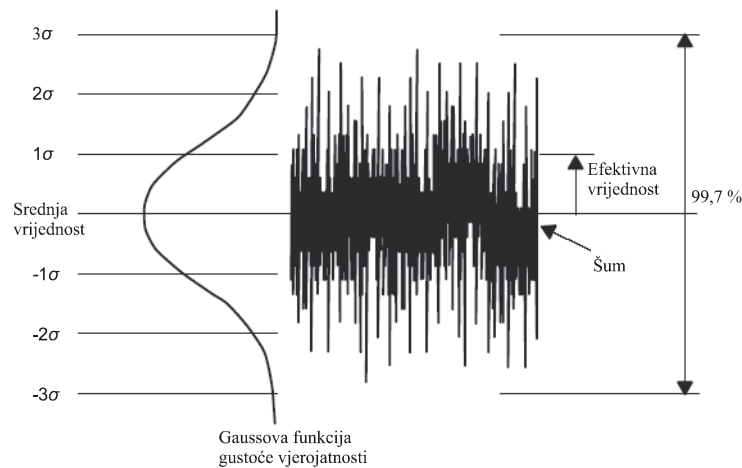
Ekscesni šum ili 1/f šum prisutan je u svim aktivnim poluvodičkim komponentama i obrnuto je proporcionalan frekvenciji. Njegova pojava uzrokovana je površinskim svojstvima poluvodiča. Jedna od komponenata ovog šuma pojavljuje se zbog odvodne struje u površini poluvodiča. Druga je komponenta posljedica promjenjive vrijednosti brzine rekombinacije parova elektron-šupljina i proporcionalna je gustoći manjinskih nosilaca naboja i kolektorskoj struji. Ovaj tip šuma se obično pojavljuje u frekvencijskim opsezima do 1 kHz. Ekscesni šum se obično modelira kao naponski izvor sa srednjom kvadratnom vrijednosti:

$$\overline{e^2} = \int (K_e^2 / f) df. \quad (3.10)$$

Rasprskavajući šum je posljedica nepravilnosti u unutrašnjoj strukturi poluvodičkih materijala i ionskih dopanada. Posljedica rasprskavajućeg šuma je pucketanje na izlazu iz zvučnika kod frekvencija ispod 10 Hz.

Lavinski šum se stvara kada PN-spoj radi u nepropusnom području rada. Pod utjecajem jakog električnog polja nepropusne polarizacije unutar osiromašenog područja, elektroni dobivaju dovoljno kinetičke energije da pri sudaru s atomima u kristalnoj rešetki formiraju novi par elektron-šupljina. Ti se sudari događaju slučajno i proizvode slučajne strujne impulse, slično kao i kod efekta sačme.

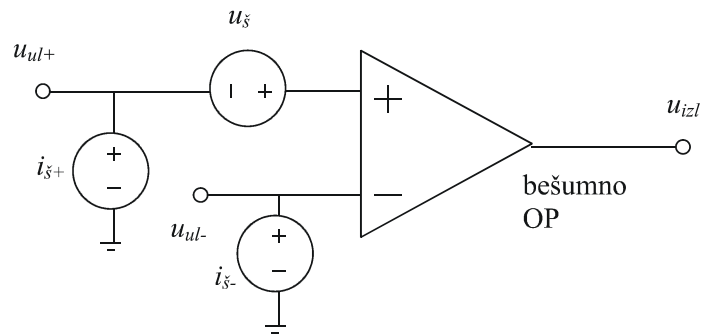
Kada navedene vrste šuma imaju amplitude koje se stohastički mijenjaju sa vremenom, mogu se prikazati funkcijama gustoće vjerojatnosti. Termički šum i šum efekta sačme mogu se prikazati Gausovim funkcijama gustoće vjerojatnosti. Teoretski, amplituda šuma može poprimiti beskonačnu vrijednost, iako je vjerojatnost za to neizmjereno mala. Efektivna granica unutar koje će se nalaziti 99,7 % vrijednosti amplituda slučajnog signala je $\pm 3\sigma$, gdje je σ standardna devijacija slučajne varijable amplitude šuma. Slika 3.10 grafički prikazuje odnos vjerojatnosti i standardne devijacije.



Slika 3.10. Gaussova funkcija gustoće vjerojatnosti signala sa prisutnim šumom [63]

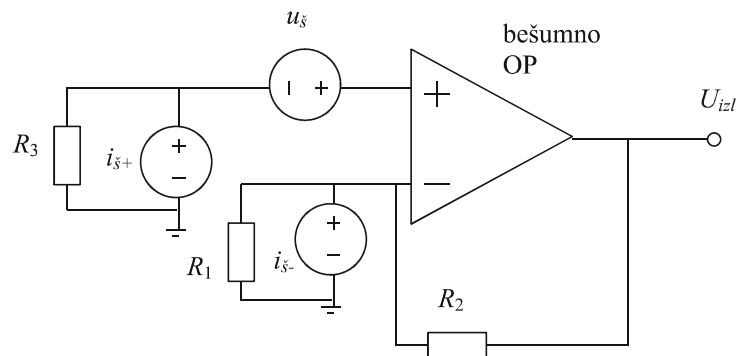
Kod definicije modela šuma realnog operacijskog pojačala, definiraju se referentne vrijednosti izvora šuma za koje se pretpostavlja da su međusobno neovisni i da su slučajne varijable s Gaussovom funkcijom gustoće vjerojatnosti. Naponski izvor u_s predstavlja

naponski šum (slika 3.11) kada je otpor izvora nula, a strujni izvori i_{ξ^-} i i_{ξ^+} predstavljaju šum operacijskog pojačala kada je otpor izvora različit od nule.



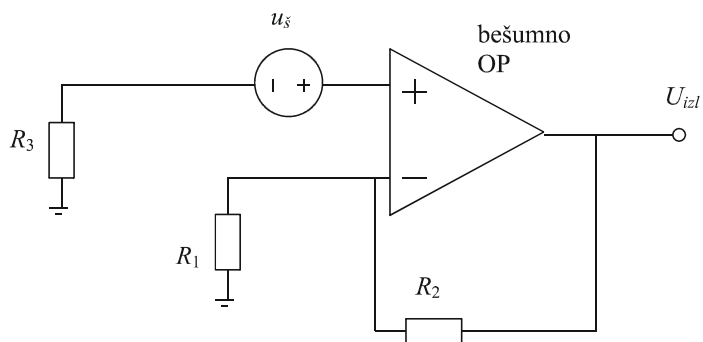
Slika 3.11. Izvori šuma u operacijskom pojačalu

Za analizu utjecaja šuma operacijskog pojačala na izlazni signal, osim šuma treba uzeti u obzir utjecaj vanjskih komponenata spoja operacijskog pojačala. Utjecaj šuma operacijskog pojačala u invertirajućem i neinvertirajućem spoju proračunat je za spoj na slici 3.12.



Slika 3.12. Invertirajući i neinvertirajući spoj operacijskog pojačala

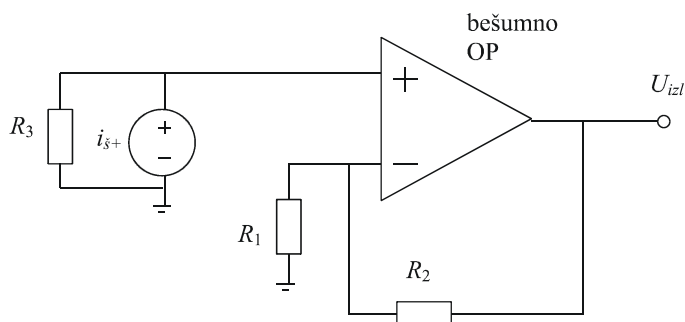
Kako su komponente šuma operacijskog pojačala i termičkog šuma otpornika međusobno neovisne slučajne varijable, moguće je provesti analizu pojedine komponente šuma i na kraju superpozicijom doći do konačnog utjecaja na izlazni napon operacijskog pojačala [63]. Uz zanemarivanje termičkih šumova otpora R_1 , R_2 i R_3 provodi se analiza utjecaja i_{ξ^-} , i_{ξ^+} i u_{ξ} na izlazni napon operacijskog pojačala U_{izl} . Na slici 3.13 prikazana je shema operacijskog pojačala kod koje djeluje samo izvor šuma u_{ξ} .



Slika 3.13. Utjecaj šuma napona u_{δ} na izlazni napon U_{izl}

Izvor naponskog šuma definiran je u $V/Hz^{1/2}$. Izvodom ovisnosti izlaznog napona U_{izl} o naponskom šumu na neinvertirajućem ulazu dolazi se do sljedećeg izraza:

$$\overline{U_{izl}^2} = \int \left(u_{\delta} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 df. \quad (3.11)$$



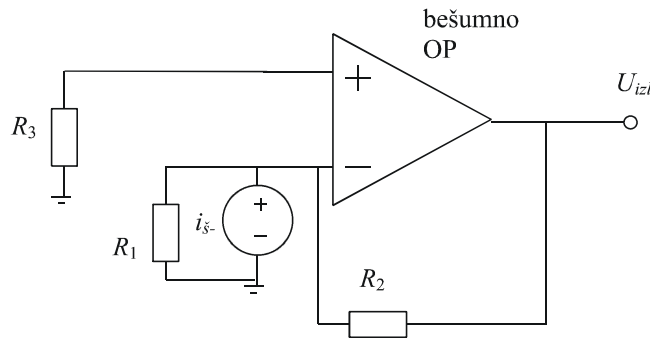
Slika 3.14. Utjecaj šuma struje $i_{\delta+}$ na izlazni napon U_{izl}

Slika 3.14 prikazuje utjecaj strujnog šuma neinvertirajućeg ulaza $i_{\delta+}$. Izvor šuma struje definiran je u $A/Hz^{1/2}$. Ovisnost izlaznog napona U_{izl} o strujnom šumu $i_{\delta+}$ dana je sljedećim izrazom:

$$\overline{U_{izl}^2} = \int \left(i_{\delta+f} R_3 \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 df. \quad (3.12)$$

Utjecaj šuma struje invertirajućeg ulaza $i_{\delta-}$ prikazan je na slici 3.15. Ovisnost izlaznog napona o strujnom šumu opisana je izrazom:

$$\overline{U_{izl3}^2} = \int (i_{\xi-} R_2)^2 df. \quad (3.13)$$



Slika 3.15. Utjecaj šuma struje $i_{\xi-}$ na izlazni napon U_{izl}

Superpozicijom utjecaja sva tri šuma na ulazima operacijskog pojačala dolazi se do konačnog utjecaja na izlazni napon. Kako su sva tri šuma linearno neovisna, ukupna srednja vrijednost šuma na izlazu bit će jednaka:

$$U_{izleff} = \sqrt{U_{izl1}^2 + U_{izl2}^2 + U_{izl3}^2}. \quad (3.14)$$

Šum u izlaznom naponu operacijskog pojačala u sklopu komparatora s histerezom zbog povratne veze utječe na napon praga histereze komparatora. Stohastička promjena napona praga histereze, opet, izaziva stohastičku promjenu središnje frekvencije ASD modulatora. Utjecaj podrhtavanja (engl. *jitter*) napona praga histereze na središnju frekvenciju ASD modulatora opisan je u [64].

3.1.6. Potiskivanje smetnji iz linija napajanja - PSRR

Promjena vrijednosti napona napajanja operacijskog pojačala u idealnim uvjetima ne bi trebala utjecati na vrijednost izlaznog napona. Kod realnog operacijskog pojačala to nije u potpunosti tako. Mjera utjecaja promjene napona napajanja na izlazni napon operacijskog pojačala definirana je faktorom potiskivanja smetnji iz linija napajanja (engl. *Power Supply Rejection Ratio - PSRR*). Napon napajanja operacijskog pojačala utječe na radne točke njegovih tranzistora na ulazu. Zbog unutarnje nesimetrije ulaznog kruga diferencijalnog

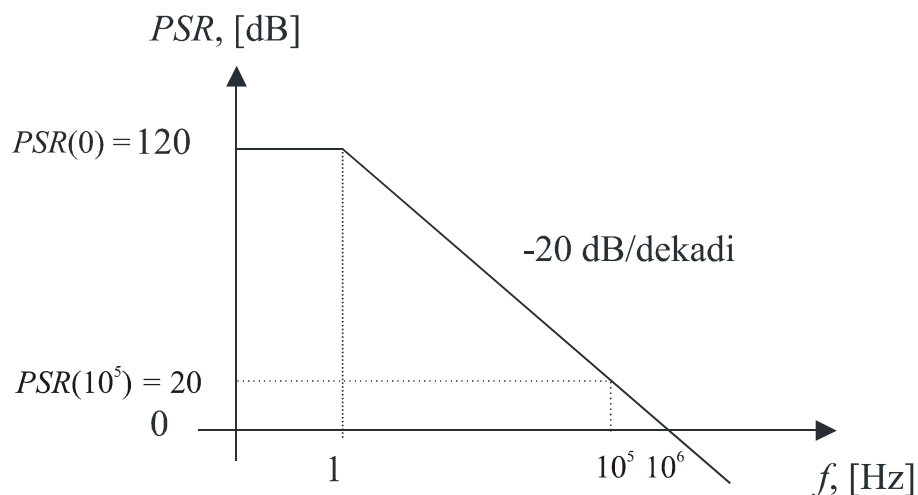
sklopa, promjena napona napajanja mijenja napon namještanja i na taj način istovremeno i izlazni napon.

Faktor potiskivanja smetnji iz linija napajanja definiran je kao omjer promjene napona napajanja operacijskog pojačala ΔV_{CC} i promjene izlaznog napona ΔU_{izl} :

$$PSRR = \frac{\Delta V_{CC}}{\Delta U_{izl}}. \quad (3.15)$$

Ako se faktor potiskivanja smetnji izrazi u [dB], dobiva se sljedeći izraz za potiskivanje smetnji PSR :

$$PSR = 20 \log_{10} PSRR, [\text{dB}]. \quad (3.16)$$

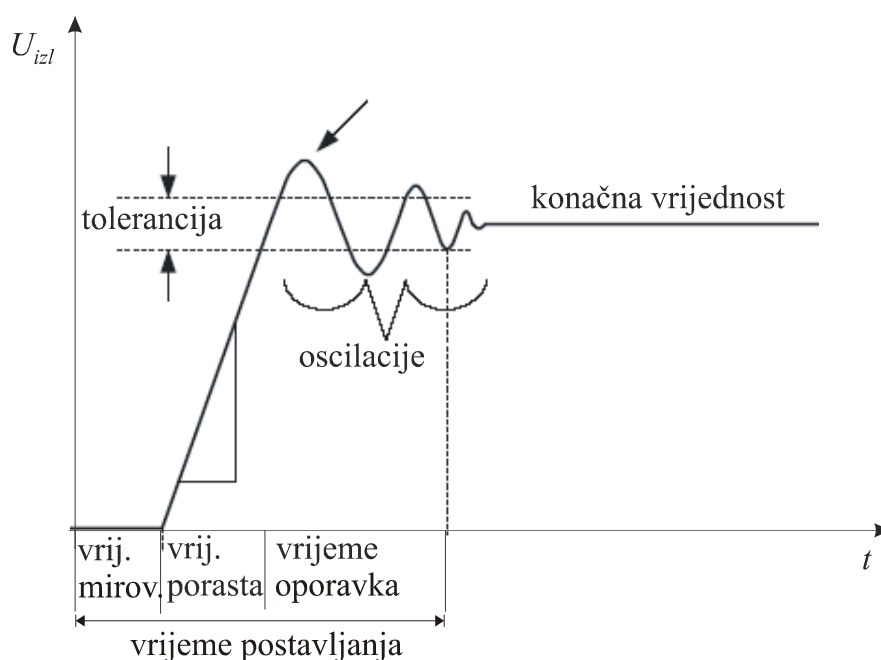


Slika 3.16. Faktor potiskivanja smetnji iz linija napajanja PSR u ovisnosti o frekvenciji [60]

Frekvencijska ovisnost faktora potiskivanja PSR opisanog izrazom 3.16 prikazana je slikom 3.16. Iz slike se vidi da nakon frekvencije od 1 Hz faktor potiskivanja opada s 20 dB po dekadi, i da nakon frekvencije od 100 kHz pada ispod vrijednosti od 20 dB, što znači da nakon te frekvencije promjena izlaznog napona ΔU_{izl} postaje veća od promjene napona napajanja ΔV_{CC} koja ju je izazvala.

3.1.7. Vrijeme postavljanja operacijskog pojačala - T_{sett}

Vrijeme postavljanja operacijskog pojačala je vrijeme unutar kojega operacijsko pojačalo reagira na pobudu na ulazu. Za propagaciju signala unutarnjim sklopovljem operacijskog pojačala potrebno je određeno konačno vrijeme unutar kojega operacijsko pojačalo reagira. Na primjeru odziva operacijskog pojačala u spoju naponskog sljedila (slika 3.17) najbolje se vidi vrijeme potrebno za promjenu izlaznog signala na željenu vrijednost. Nakon što se na ulazu pojavi skokovita pobuda, potrebno je određeno vrijeme da operacijsko pojačalo reagira i počne mijenjati signal na izlazu. To se vrijeme naziva vrijeme mirovanja (engl. *dead time*). Nakon tog vremena signal na izlazu iz operacijskog pojačala zbog ograničene brzine promjene signala na izlazu počinje rasti sa određenom brzinom porasta dok ne dosegne razinu napona napajanja (vrijeme porasta – engl. *slew time*). Nakon što je izlazni napon dosegnuo vrijednost izlaznog napajanja dolazi do prebačaja vrijednosti i prigušenog istitravanja izlaznog napona do uspostavljanja ravnotežnog stanja unutar granica tolerancije (vrijeme oporavka – engl. *recovery time*). Zbroj navedena tri vremenska intervala definiran je kao vrijeme postavljanja operacijskog pojačala.



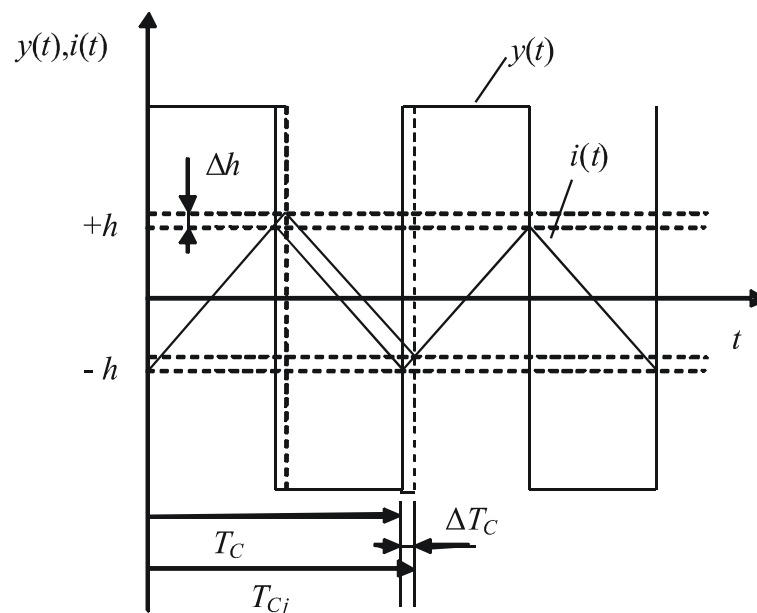
Slika 3.17. Vrijeme postavljanja operacijskog pojačala T_{sett} [59]

Prilikom korištenja operacijskog pojačala u sklopu komparatora s histerezom, vrijeme postavljanja uzrokuje mjerljivo kašnjenje komparatora koje značajno narušava radne značajke

sklopova sa povratnom vezom, kao što je na primjer ASD modulator [16]. Problem kašnjenja komparatora opisan je i u [65 i 66] na primjeru komparatora s detekcijom naponske razine. Kod ASD modulatora izlazni signal iz integratora $l(t)$ mijenja nagib nakon što izlazni signal $y(t)$ promijeni vrijednost iz logičke jedinice u logičku nulu i obratno. Zbog vremena mirovanja i vremena porasta realnog operacijskog pojačala koje se koristi u sklopu komparatora s histerezom, izlazni signal iz komparatora neće promijeniti vrijednost na izlazu u istom trenutku kada napon $l(t)$ dosegne vrijednost praga histereze, nego tek nakon što izlazni signal $y(t)$ dosegne maksimalnu vrijednost. Vrijeme koje protekne između trenutka kada napon $l(t)$ dosegne vrijednost napona praga komparatora s histerezom i trenutka kada komparator promijeni stanje na izlazu u ovom se radu naziva kašnjenje komparatora s histerezom t_k .

3.2. Modeliranje utjecaja podrhtavanja napona histereze na središnju frekvenciju ASD modulatora

Kod primjene operacijskog pojačala za sklop komparatora s histerezom (Schmittov okidni sklop), izlazni napon operacijskog pojačala preko povratne veze utječe na napone okidanja komparatora (izraz 2.44). Ako je promjena izlaznog signala operacijskog pojačala brža od središnje frekvencije ASD modulatora i ako je stohastičkog karaktera, napon pragova histereze će se mijenjati između dva susjedna okidanja izlaznog signala ASD modulatora.



Slika 3.18. Utjecaj podrhtavanja napona pragova histereze na podrhtavanje perioda izlaznog signala

Budući da središnja frekvencija ASD modulatora, prema izrazu 2.14, ovisi o vremenskoj konstanti integratora u osnovnoj grani i naponu pragova histereze komparatora, stohastička promjena napona pragova histereze uzrokovat će promjenu izlaznog perioda koja će također biti stohastička (slika 3.18).

Promjena napona pragova histereze Δh uzrokuje promjenu ili podrhtavanje u periodu središnje frekvencije ΔT_C (engl. *jitter*). Pošto je promjena napona histereze slučajna varijabla, ΔT_C će također biti slučajna varijabla i može se promatrati kao slučajan proces $j(t)$ sa srednjom vrijednošću nula. Ako je $y(t)$ periodička funkcija perioda T_C , tada je $y_n(t)$ periodička funkcija s prisutnom vremenskom devijacijom:

$$y_n(t) = y(t + j(t)). \quad (3.17)$$

Slučajni proces $j(t)$ je šum izražen u sekundama i promatra se kao vremenski šum. Ako se preoblikuje u fazni oblik $\Phi(t)$, tada poprima sljedeći oblik:

$$\Phi(t) = 2\pi f_C j(t). \quad (3.18)$$

Izraz (3.17) može se u tom slučaju pisati kao:

$$y_n(t) = y\left(t + \frac{\Phi(t)}{2\pi f_C}\right). \quad (3.19)$$

Za periodičku funkciju perioda T_C , $\{t_i\}$ se može definirati kao skup trenutaka u kojima se događa promjena izlaznog signala $y(t)$. U tom smislu mogu se definirati različiti tipovi podrhtavanja perioda periodičkog signala [67]. Najjednostavnija mjera podrhtavanja perioda je podrhtavanje od brida do brida (engl. *edge-to-edge jitter*) $J_{ee}(i)$. Kod takve vrste podrhtavanja potreban je referentni signal koji je idealan i služi za usporedbu sa neidealnim signalom čiji se bridovi uspoređuju. Standardna devijacija takvog signala opisuje se kao standardna devijacija vremenskog odstupanja istih bridova referentnog i idealnog signala Δt_i :

$$\sigma_{ee}(i) = \sigma(\Delta t_i). \quad (3.20)$$

Mjera podrhtavanja kod koje se promatra nekoliko uzastopnih perioda signala sa izraženim podrhtavanjem naziva se dugotrajno podrhtavanje (engl. *long-term jitter*) $J_k(i)$. Standardna devijacija dugotrajnog podrhtavanja izražava se kao standardna devijacija podrhtavanja vremenske razlike promatranih bridova:

$$\sigma_k(i) = \sigma(t_{i+k} - t_i). \quad (3.21)$$

Promatranjem razlike u trajanju susjednih perioda dolazi se do sljedeće mjere podrhtavanja perioda pod nazivom podrhtavanje od perioda do perioda (engl. *cycle-to-cycle jittering*) $J_{cc}(i)$. Standardna devijacija podrhtavanja od perioda do perioda jednaka je:

$$\sigma_{cc}(i) = \sigma(T_{i+1} - T_i). \quad (3.22)$$

ASD modulator je sustav prvog reda sa negativnom povratnom vezom. Promjena izlaznog signala ovisi o naponu histereze komparatora i konstanti integracije integratora u osnovnoj grani. Kako signal $l(t)$ mijenja smjer integracije u trenutku kada se promijeni stanje na izlazu, trenutna promjena izlaznog signala ovisit će o prethodnoj promjeni. Zbog toga se greška u periodu izlaznog signala akumulira s vremenom. Takvo obilježje podrhtavanja naziva se akumulirano podrhtavanje i opisano je u [68].

Ako se period i -tog uzorka označi sa $T_i = T_C + j_i$ gdje su j_i ($i = 0, 1, 2, \dots, N-1$) identične, međusobno neovisne slučajne varijable sa srednjom vrijednosti nula, standardnom devijacijom σ_{j_i} i simetričnom funkcijom gustoće vjerojatnosti, tada se period n -tog uzorka može definirati kao:

$$T_n = nT_C + \sum_{i=0}^{n-1} j_i = nT_C + e(n), \quad (3.23)$$

gdje je $e(n)$ akumulirana vremenska pogreška nakon n perioda promatranog periodičkog signala. To znači da se pogreška sustava s obilježjem akumuliranog podrhtavanja tijekom vremena povećava, a time i standardna devijacija:

$$\sigma_{acc}(n) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_{j_i}^2}. \quad (3.24)$$

Budući da su su j_i ($i = 0, 1, 2, \dots, N-1$) identične, međusobno neovisne slučajne varijable, tada, prema izrazu (3.24) vrijedi sljedeći izraz:

$$\sigma_{acc}(n) = \sqrt{n\sigma_{ji}} = \sqrt{n}\sigma_{ji}, \quad (3.25)$$

iz kojeg je vidljivo da se standardna devijacija promatranog signala povećava s korijenom broja promatranih perioda.

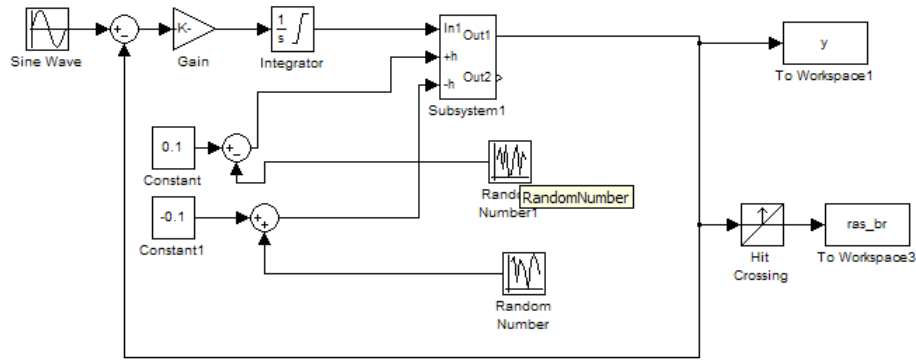
Za potvrdu izraza (3.25) provedena je simulacija u Simulink sučelju programskog alata Matlab®. Simulacijski model prikazan je slikom 3.19. Korištenjem dostupnih Simulink funkcijskih blokova, izrađen je model komparatora s histerezom koji omogućava proizvoljan odabir pragova histereze. Na ulaze predviđene za pragove histereze moguće je superponirati bilo koji signal, pa tako i Gaussov šum.

Simulacija je provedena za modulator središnje frekvencije $f_C = 1$ MHz sa pragovima histereze $h = \pm 0,1$. Naponu praga histereze superponiran je Gaussov šum srednje vrijednosti 0 i standardne devijacije iznosa $0,01h$. Promatran je utjecaj promjene napona pragova histereze na standardnu devijaciju perioda središnje frekvencije T_C i na sekvence uzastopnih perioda središnje frekvencije $T_n = nT_C$, gdje je $n = 2, 4, 8$. Za standardnu devijaciju perioda središnje frekvencije simulacijom je dobivena vrijednost u iznosu $6,00 \cdot 10^{-9}$ s. Ako se ta vrijednost uvrsti u izraz (3.25) i usporedbi s rezultatima simulacije za sekvence T_n ($n = 2, 4, 8$) dobivaju se slični rezultati (tablica 3.II). Kako se rezultati simulacije prikazani tablicom 3.II približno podudaraju s rezultatima prema izrazu (3.25), to znači da vremenska pogreška izlaznog signala ASD modulatora ima obilježje akumuliranog podrhtavanja.

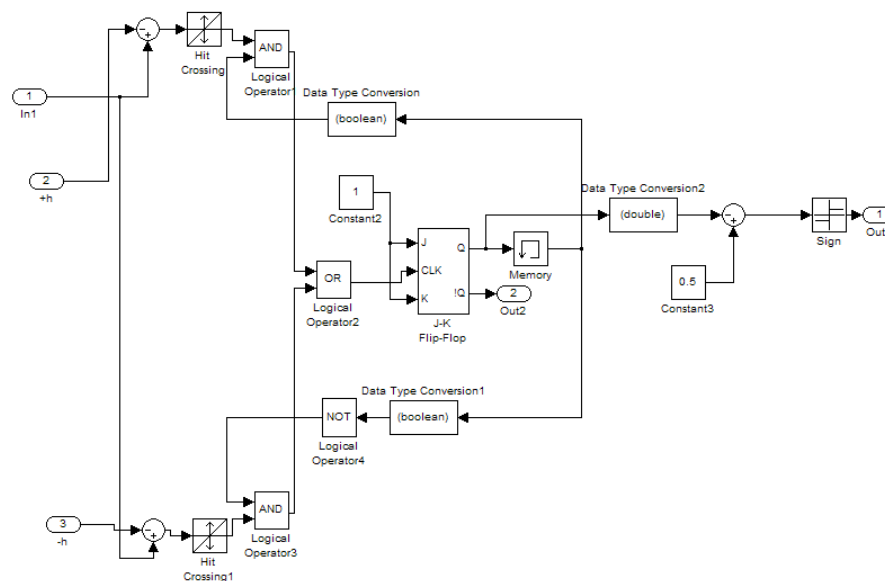
Pošto je utjecaj podrhtavanja napona histereze manje značajan od utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom, ova je disertacija ograničena samo na analizu utjecaja vremena kašnjenja t_k .

Tablica 3.II. Standardna devijacija sekvenci perioda središnje frekvencije ASD modulatora

n	$\sigma_{acc}(n)$, (izraz 3.25)	$\sigma_{acc}(n)$, (simulacija)
2	$8,52 \cdot 10^{-9}$ s	$9,30 \cdot 10^{-9}$ s
4	$12,00 \cdot 10^{-9}$ s	$13,30 \cdot 10^{-9}$ s
8	$16,98 \cdot 10^{-9}$ s	$18,00 \cdot 10^{-9}$ s



a)



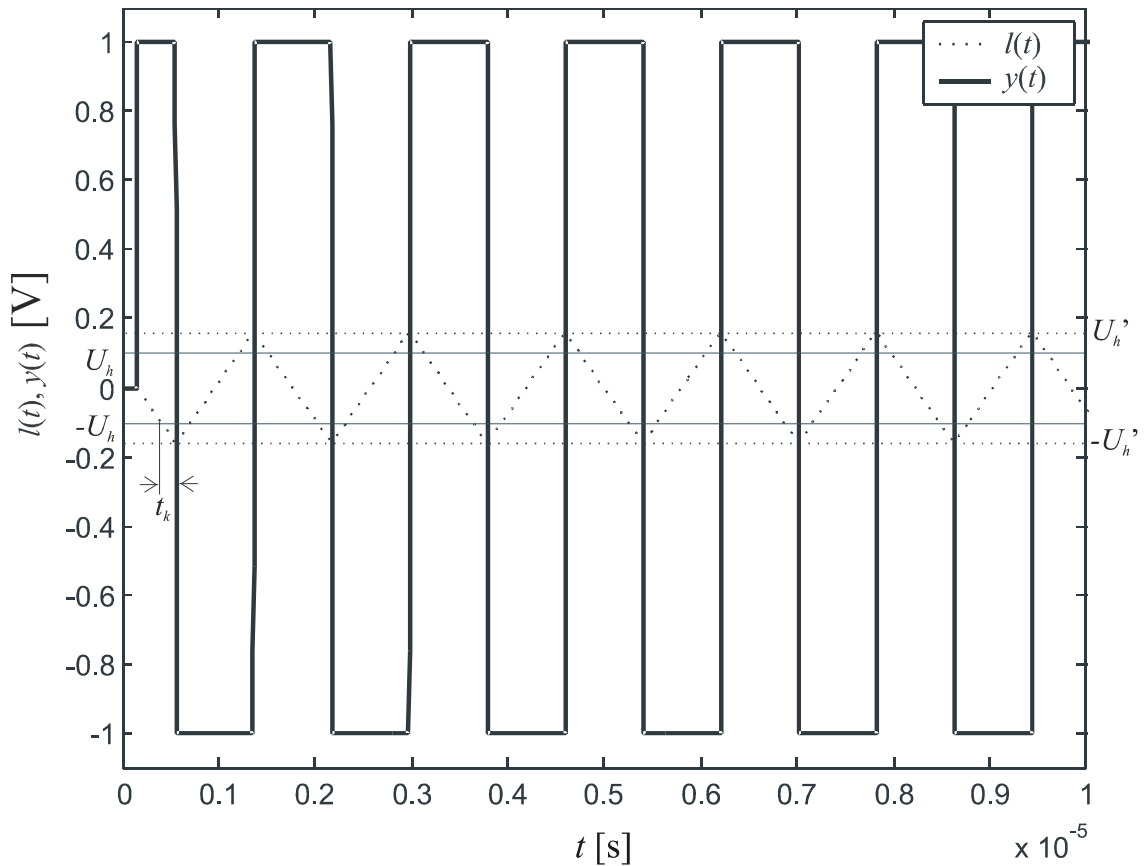
Slika 3.19. Simulink model a) ASD modulatora s podrhtavanjem napona histereze i b) Schmittovog komparatora s promjenjivim naponima pragova

3.3. Modeliranje utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora

Ukoliko se pretpostavi da je potrebno određeno vrijeme između trenutka kada izlazni signal iz integratora dosegne vrijednost napona praga histereze i trenutka u kojem okidni sklop promijeni vrijednost izlaznog signala, napon na izlasku iz integratora će nastaviti rasti i nakon što je dosegao vrijednost U_h , te će se period osciliranja ASD modulatora produžiti.

Za potrebe ispitivanja utjecaja vremena kašnjenja na rad asinkronog sigma-delta modulatora provedena je analiza za sklop sa slike 2.8. Matematička analiza utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora polazi od

pretpostavke da od trenutka kada ulazni signal u Schmittov okidni sklop $l(t)$ dosegne razinu U_h do trenutka kada izlazni signal $y(t)$ promijeni stanje prođe određeno vrijeme $t_k > 0$.



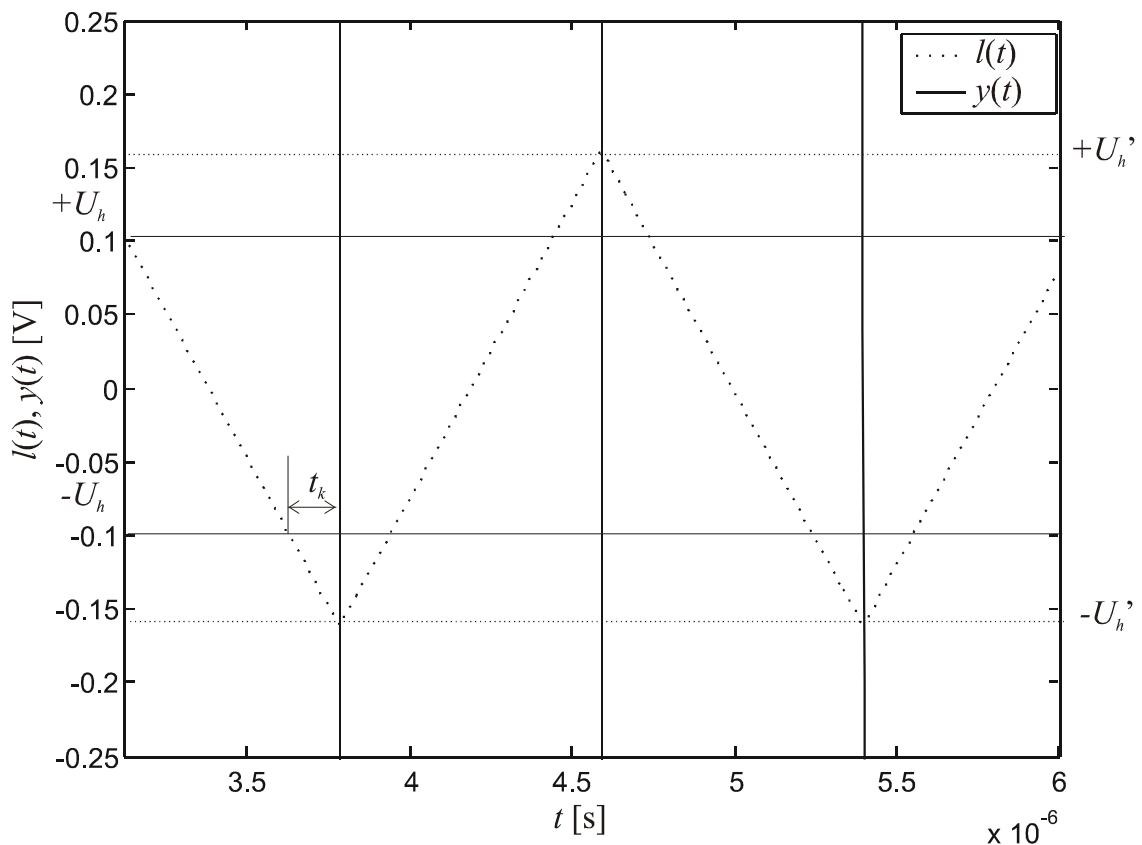
Slika 3.20. Ulaz $l(t)$ i izlaz $y(t)$ iz Schmittovog okidnog sklopa za slučaj realnog kašnjenja t_k

3.3.1. Utjecaj vremena kašnjenja komparatora s histerezom na frekvenciju i odnos impuls-pauza izlaznog signala ASD modulatora

Analiza rada ASD modulatora za slučaj kada se na ulaz dovede signal $x(t) = 0$, pokazuje da izlazni signal iz integratora $l(t)$ mijenja nagib istodobno s promjenom izlaznog napona $y(t)$ u trenutku kada je $l(t) = \pm U_h$, prema izrazu (2.10), što je vidljivo i iz slike 2.10. Ako se uzme u obzir vrijeme kašnjenja okidanja Schmittovog okidnog sklopa, tada će $y(t)$ mijenjati vrijednost, a $l(t)$ nagib u trenutku t_k nakon što signal $l(t)$ dosegne vrijednost praga $\pm U_h$, što je prikazano slikom 3.20.

U usporedbi sa slikom 2.10, i na slici 3.20 se podudaraju promjene nagiba signala $l(t)$ s promjenama vrijednosti izlaznog signala $y(t)$, što znači da je kašnjenje između Schmittovog okidnog sklopa i ulaza u integrator u oba slučaja jednako nuli. Budući da se trenutak

promjene smjera signala $l(t)$ više ne poklapa sa trenutkom u kojem on doseže vrijednost praga $\pm U_h$, to znači da izraz (2.10) više ne vrijedi. Slika 3.21 prikazuje uvećanu periodu signala $l(t)$ za slučaj kada je prisutno kašnjenje Schmittovog okidnog sklopa. Na slici je vidljivo proširenje perioda izlaznog signala $y(t)$ za iznos jednak četverostrukoj vrijednosti vremena kašnjenja t_k . Isto tako vidljivo je da signal $l(t)$ mijenja smjer u trenucima kada njegova vrijednost iznosi U_h' , što bi značilo da kašnjenje t_k ima utjecaj na povećanje napona okidanja.



Slika 3.21. Uvećan prikaz signala $l(t)$ za slučaj kašnjenja Scmittovog okidnog sklopa

Iz teorema o sličnosti trokuta može se izračunati nova vrijednost napona okidanja U_h' :

$$\frac{2U_h}{T_C/2} = \frac{2U_h'}{T_C/2 + 2t_k} \quad (3.26)$$

Iz izraza (3.26) proizlazi da je napon U_h' jednak:

$$U_h' = U_h \frac{\frac{T_C}{2} + 2t_k}{\frac{T_C}{2}} = U_h \left(1 + 4 \frac{t_k}{T_C}\right). \quad (3.27)$$

Uvrštavanjem U_h' iz izraza (3.27) u izraz (2.10) umjesto napona praga U_h , dobiva se nova vrijednost signala $l(t)$ u trenucima promjene smjera nagiba:

$$l(t) = \pm U_h \left(1 + 4 \frac{t_k}{T_C}\right). \quad (3.28)$$

Period T_C u izrazima (3.26-28) je period idealnog izlaznog signala $y(t)$. Nastavak izvoda frekvencije izlaznog signala $y(t)$ nadovezuje se na izraz (2.11) iz kojeg proizlazi:

$$\sum_{k=1,3,5}^{+\infty} \frac{1}{k} \text{Im}[L(jk\omega_c')] = \pm \frac{\pi}{4} h \left(1 + 4 \frac{t_k}{T_C}\right). \quad (3.29)$$

Konačan izraz za središnju kružnu frekvenciju realnog signala ω_C' s utjecajem kašnjenja Schmittovog komparatora, uz $h' = U_h'/U_Y$, iznosi:

$$\omega_C' = \frac{\pi}{2T_p h'} = \frac{\pi}{2hT_p + 2hT_p 4 \frac{t_k}{T_C}}. \quad (3.30)$$

Ako se općeniti izraz za kružnu frekvenciju ($\omega_C' = 2\pi/T_C'$) uvrsti u izraz (3.30),

$$\omega_C' = \frac{2\pi}{T_C'} = \frac{\pi}{2hT_p (1 + 4t_k/T_C)}. \quad (3.31)$$

Dolazi se do iznosa perioda izlaznog signala za $x(t) = 0$:

$$T_C' = 4hT_p (1 + 4t_k/T_C) = T_C (1 + 4t_k/T_C) = T_C + 4t_k. \quad (3.32)$$

Izraz (3.32) pokazuje da se zbog utjecaja vremena kašnjenja Schmitt-ovog okidnog sklopa period izlaznog signala produljuje za $4t_k$ u odnosu na period idealnog signala.

Slika 3.22 prikazuje izlazni signal $y(t)$ i izlaz iz integratora $l(t)$ za istosmjerni napon na ulazu u ASD modulator iznosa $m_{ASD} = 0,5$. Smjer signala $l(t)$ mijenja se u točkama gdje je $l(t) = \pm U_h'$. Iz sličnosti trokuta dolazi se do izraza za iznos prebačaja napona $l(t)$ iznad napona praga histereze komparatora h :

$$|+h' - h| = h \frac{4t_k}{T_C} (1 + m_{ASD}), \quad (3.33)$$

$$||-h'| - |-h|| = h \frac{4t_k}{T_C} (1 - m_{ASD}). \quad (3.34)$$

Iz izraza 3.33 i 3.34 vidljivo je da će prebačaj napona $l(t)$ iznad napona praga histereze komparatora biti proporcionalan naponu praga histereze, vremenu kašnjenja komparatora i ulaznom naponu m_{ASD} , dok će biti obrnuto proporcionalan središnjoj frekvenciji ASD modulatora. Isto tako se vidi da se gornji i donji prebačaj razlikuju tako što gornji prebačaj raste sa porastom napona na ulazu a donji prebačaj se smanjuje. Zbog izravne ovisnosti o m_{ASD} , funkcija prebačaja pratit će valni oblik napona na ulazu. Za sinusne ulazne napone razlika napona pragova $h' - h$ će biti sinusna funkcija.

Na sličan način dobivaju se izrazi za modulirana trajanja impulsa i realnog signala na izlazu $y(t)$, prema izrazima (2.15) i (2.16):

$$T_{im}' = \frac{T_C'}{2} \frac{1}{1 - m_{ASD}}, \quad (3.35)$$

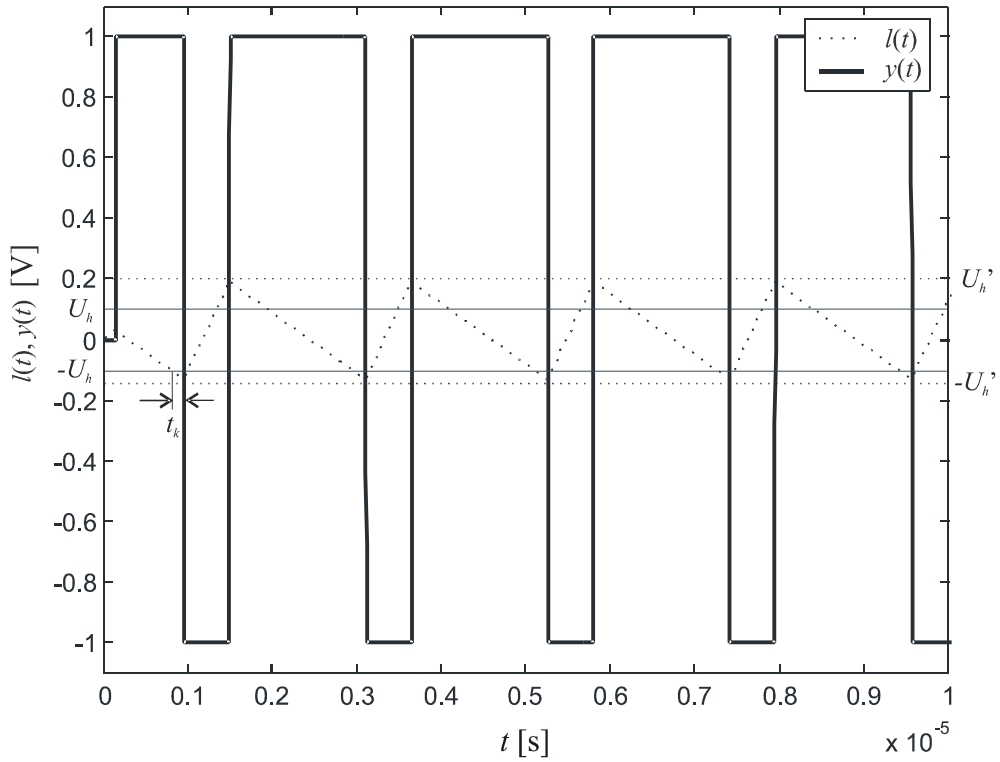
$$T_{pau}' = \frac{T_C'}{2} \frac{1}{1 + m_{ASD}}. \quad (3.36)$$

Zbrajanjem duljina trajanja impulsa i pauze realnog signala $y(t)$, dolazi se do perioda realnog signala:

$$T' = T_C' \frac{1}{1 - m_{ASD}^2}, \quad (3.37)$$

a istovremeno i do iznosa frekvencije f' realnog signala na izlazu:

$$f' = f_C'(1 - m_{ASD}^2). \quad (3.38)$$



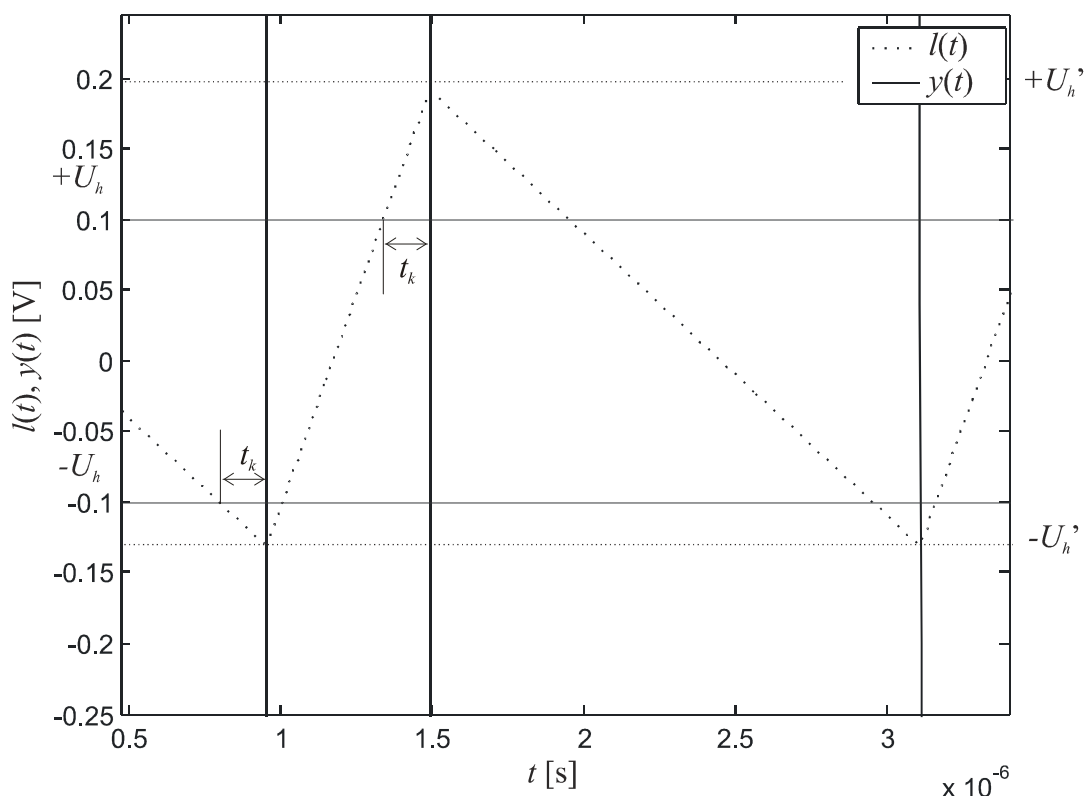
Slika 3.22. Ulaz $l(t)$ i izlaz $y(t)$ Schmittovog komparatora za $m_{ASD}=0,5$

Ako se u izraz za period T_C' (3.37) i frekvenciju f' realnog izlaznog signala (3.38) uvrste parametri idealnog signala T_C i f , tada se dolazi do sljedećih izraza:

$$T' = \frac{T_C}{1 - m_{ASD}^2} + \frac{4t_k}{1 - m_{ASD}^2}, \quad (3.39)$$

odnosno,

$$f' = \frac{1 - m_{ASD}^2}{T_C + 4t_k}. \quad (3.40)$$



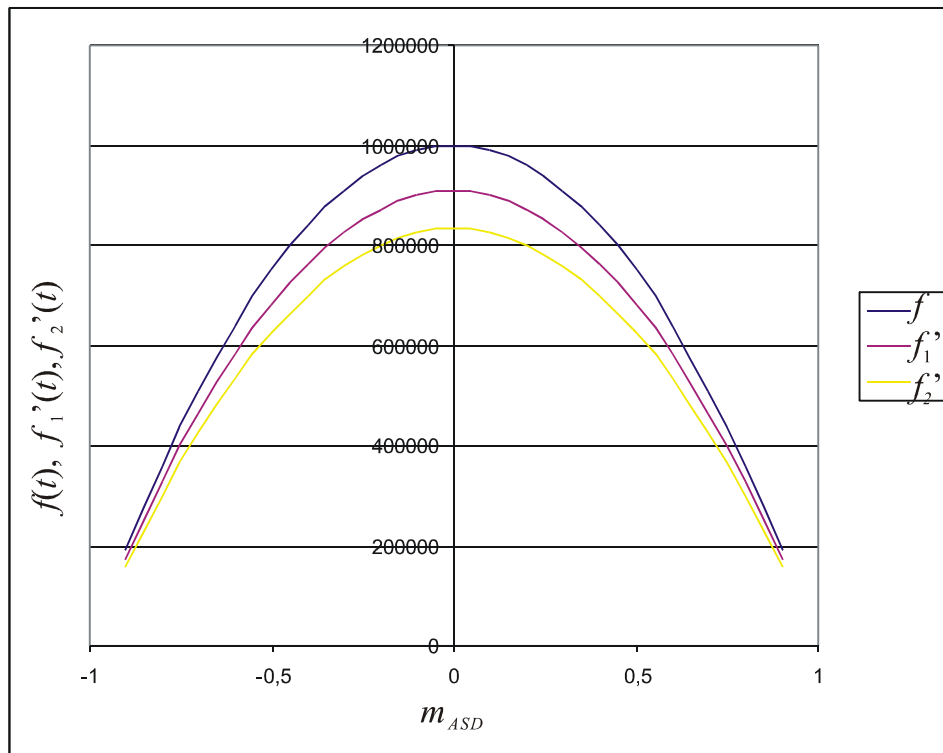
Slika 3.23. Uvećani prikaz ulaznog i izlaznog signala Schmittovog komparatora za ulazni ASD signal $m_{ASD} = 0,5$

Iz izraza (3.39) i (3.40) je vidljivo da se zbog utjecaja vremena kašnjenja period izlaznog signala proširio i da se frekvencija izlaznog signala smanjila. Ako se uveća period signala $l(t)$ sa slike 3.22, vidi se proširenje impulsa i pauze koje unosi kašnjenje komparatora (slika 3.23). Vidljivo je da kašnjenje unosi nesimetričnu pogrešku u napone pragova histereze $+U_h'$ i $-U_h'$. Posljedica nesimetrije napona pragova histereze je različita apsolutna promjena impulsa i pauze. Kako je odnos proširenja impulsa i proširenja pauze, prema teoremu sličnosti trokuta (slika 3.23) proporcionalan ulaznom naponu m_{ASD} , odnos impuls-pauza se neće promijeniti, već će samo doći do pogreške u frekvenciji izlaznog signala koja je definirana izrazom (3.40).

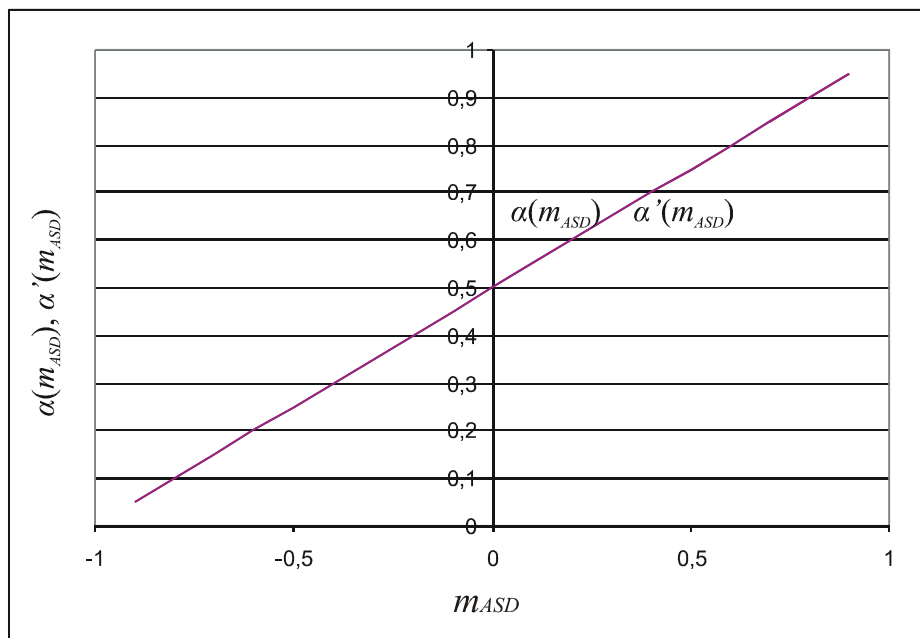
Izraz za odnos impuls-pauza izlaznog signala realnog ASD modulatora, sukladno izrazima (2.19), (3.35-36.) iznosi:

$$\alpha'(m) = \frac{T_{im}'}{T_{im}' + T_{pau}'} = \frac{1}{2}(1 + m_{ASD}) = \alpha(m_{ASD}). \quad (3.41)$$

Izrazom (3.41) je i matematički dokazano da se odnos impuls-pauza realnog signala ne mijenjaju u odnosu na odnos impuls-pauza idealnog signala.



Slika 3.24. Ovisnost središnje frekvencije ASD modulatora o razini ulaznog signala m_{ASD} i kašnjenju t_k



Slika 3.25. Ovisnosti odnosa impuls-pauza o razini ulaznog signala m_{ASD} za modulator s kašnjenjem i bez kašnjenja se podudaraju

Slika 3.24 prikazuje promjenu izlazne frekvencije realnog ASD modulatora bez kašnjenja (f), s kašnjenjem $t_{k1} = 100$ ns (f_1') i $t_{k2} = 200$ ns (f_2') u ovisnosti o promjeni ulaznog napona m_{ASD} , za središnju frekvenciju idealnog ASD modulatora jednaku 1 MHz. Na slici se vidi da kašnjenje smanjuje središnju frekvenciju ASD modulatora i da se smanjenje središnje frekvencije povećava s daljnjim povećanjem kašnjenja t_k . Grafički prikaz ovisnosti odnosa impuls-pauza $\alpha(m_{ASD})$ izlaznog signala idealnog i $\alpha'(m_{ASD})$ realnog izlaznog signala $y(t)$ nalazi se na slici 3.25. Grafikoni odnosa realnog i idealnog izlaznog signala se podudaraju i ovisnost o razini ulaznog signala m_{ASD} je linearna.

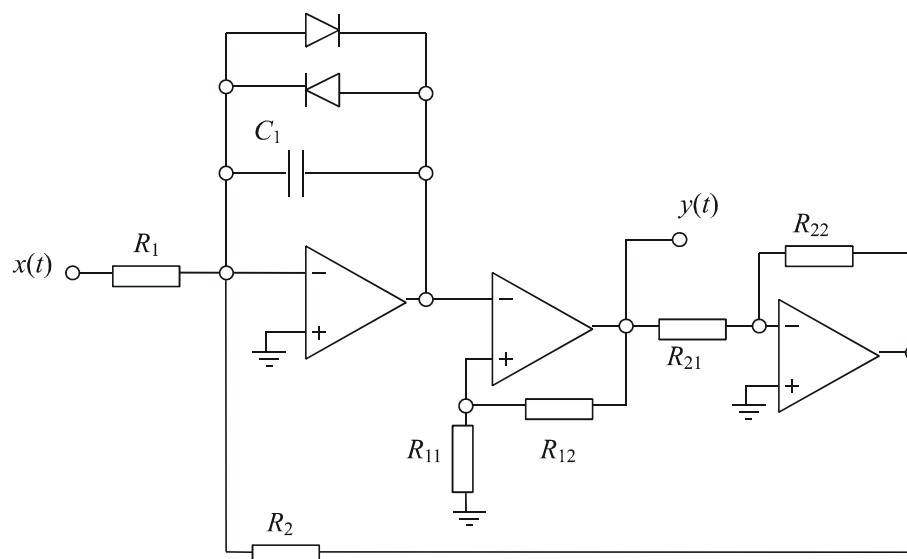
3.3.2. Prijedlog metode za smanjenje utjecaja kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora ograničavanjem napona na integratoru (metoda 1)

Na slikama 3.20-23 prikazan je prebačaj napona na izlazu iz integratora $l(t)$ iznad vrijednosti napona praga histereze U_h Schmittovog okidnog sklopa. Nakon isteka vremena kašnjenja, izlaz iz integratora mijenja smjer i do ponovnog izjednačavanja prolazi određeno vrijeme koje je za napone $x(t) \neq 0$ dulje od vremena kašnjenja komparatora t_k (slika 3.22 i 3.23).

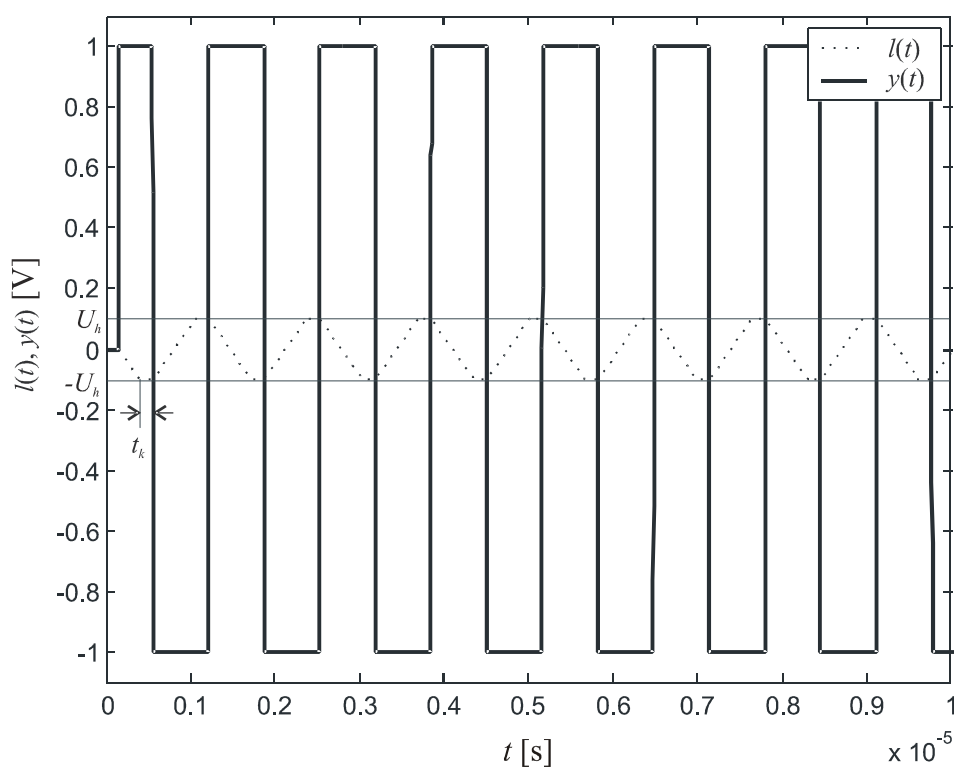
Ako bi se napon na integratoru $l(t)$ ograničio na vrijednost nešto veću od napona praga histereze U_h , nakon isteka vremena kašnjenja komparatora napon na integratoru ne bi iznosio U_h' kao na slici 3.20-23, već približno U_h . U tom slučaju bi nakon isteka vremena kašnjenja komparatora i promijene vrijednosti izlaznog napona, integrator promijenio smjer integracije pri nižem naponu i na taj način prije dostigao suprotnu vrijednost napona praga histereze, čime bi se skratilo trajanje izlazne periode.

Ograničavanje napona na izlazu iz integratora može se postići antiparalelnim spojem dvije diode kondenzatoru integratora (slika 3.26). Na taj se način napon na izlazu iz integratora ograničava na vrijednost napona vođenja dioda. Zbog antiparalelnog spoja, napon se ograničava u oba smjera. Kod primjene navedene metode treba voditi računa o brzini rada i naponu vođenja dioda koje se koriste.

Slika 3.27 za ulazni napon $x(t) = 0$ prikazuje napon na integratoru $l(t)$ i izlazni napon ASD modulatora s kašnjenjem komparatora t_k uz napon na integratoru ograničen na vrijednost nešto veću od napona praga histereze.



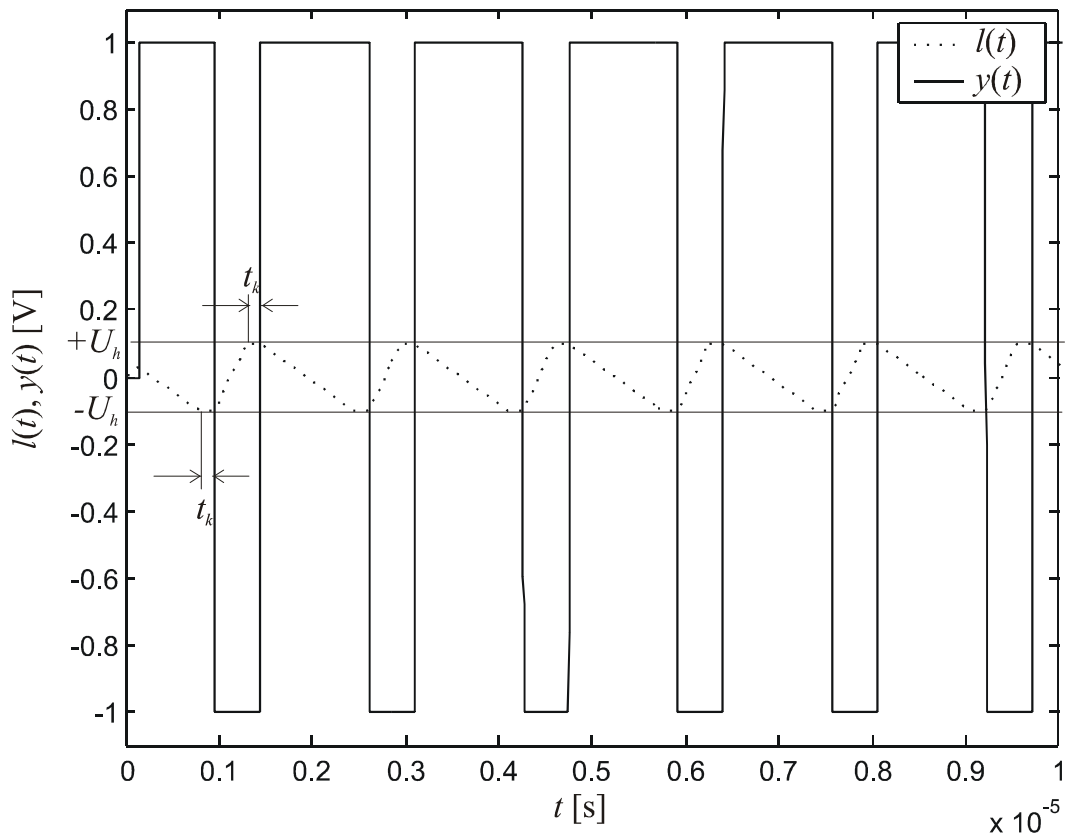
Slika 3.26. ASD modulator sa ograničavanjem napona $l(t)$ pomoću antiparalelnog spoja dioda – metoda 1



Slika 3.27. Ulazni napon $l(t)$ i izlazni napon $y(t)$ Schmittovog komparatora uz kašnjenje komparatora t_k i ograničen napon na integratoru $l(t)$ za $m_{ASD} = 0$

Ograničenje izlaznog napona integratora U_{hm1} mora biti veće od napona praga histereze da bi komparator okinuo, ali njegova vrijednost mora biti što niža da bi se napon na integratoru ograničio na najmanju moguću vrijednost. U usporedbi sa slikom 3.20, vidi se da je frekvencija izlaznog signala ASD modulatora viša nego u slučaju kada napon na integratoru

nije ograničen. Smanjenje perioda izlaznog signala približno je jednako iznosu od dva vremena kašnjenja komparatora t_k .



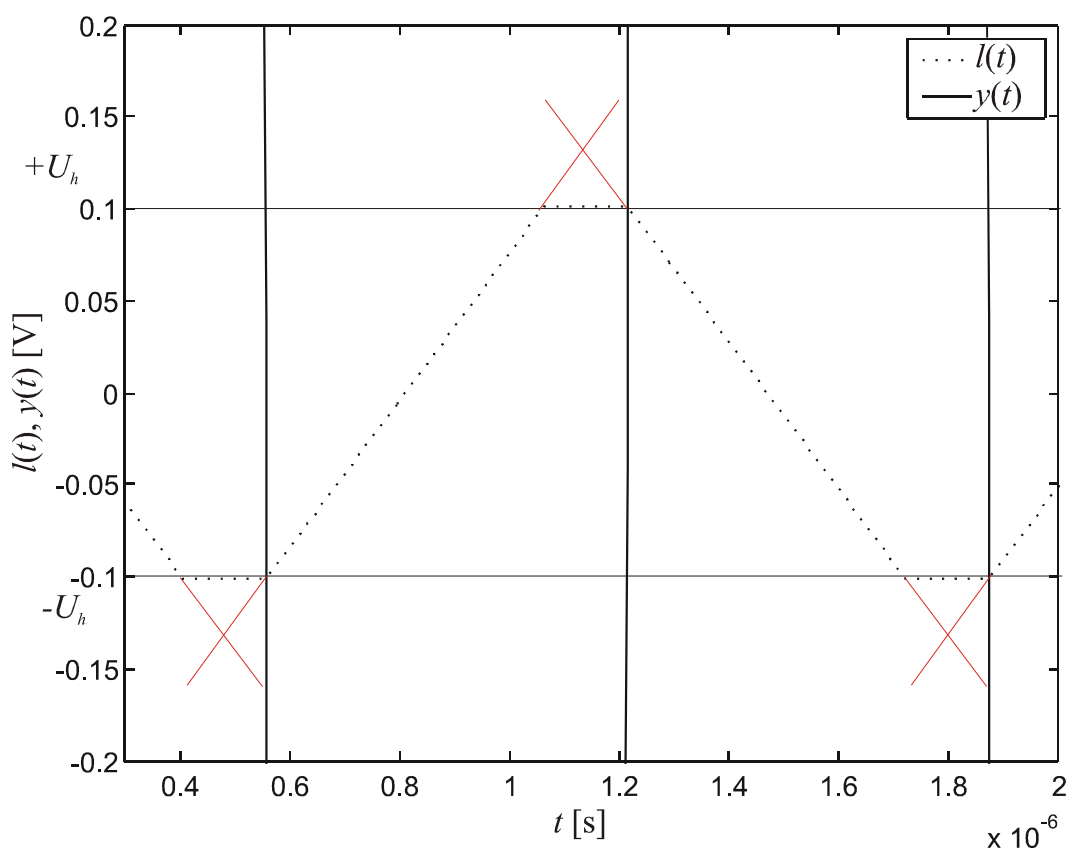
Slika 3.28. Ulazni napon $l(t)$ i izlazni napon $y(t)$ Schmittovog komparatora uz kašnjenje komparatora t_k i ograničen napon na integratoru $l(t)$ za $m_{ASD} = 0,5$

Za slučaj kada je $m_{ASD} = 0,5$ (slika 3.28), izlaz iz integratora je nesimetričan i ima različite nagibe po segmentima. Za napon $y(t) = -1$ V zbog negativne povratne veze napon na ulazu u integrator iznosi 1,5 V. Kako je nagib izlaznog napona iz integratora proporcionalan naponu na ulazu u integrator, nagib izlaznog signala iz integratora $l(t)$ biti će veći u odnosu na nagib kada je $m_{ASD} = 0$. Kada se promijeni iznos napona na izlazu ASD modulatora ($y(t) = 1$), napon na ulazu integratora iznosi $-0,5$ i u tom slučaju nagib izlaznog napona iz integratora $l(t)$ manji je nego u slučaju kada je $m_{ASD} = 0$.

U usporedbi s izlaznim signalom ASD modulatora bez ograničavanja izlaznog napona na integratoru (slika 3.22) vidljivo je da se njegovim ograničavanjem ostvaruje značajno povećanje središnje frekvencije realnog ASD modulatora iz prethodnog primjera (slika 3.28).

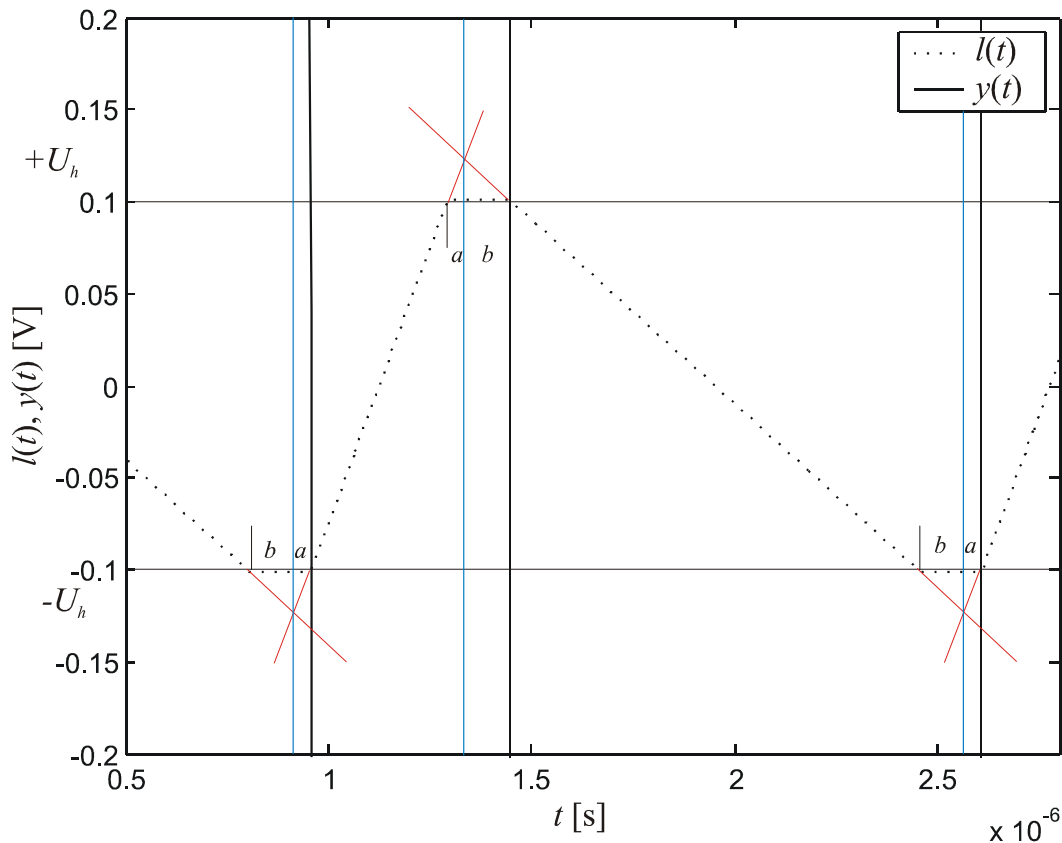
Ako se promatra središnja frekvencija ASD modulatora vidljivo je da se ona sa ograničavanjem napona $l(t)$ povećava i na taj se način više spektralne komponente izlaznog signala $y(t)$ pomiču dalje od osnovnog pojasa, što omogućuje lakše filtriranje ASD signala.

U nastavku poglavlja analizira se utjecaj ograničavanja napona $l(t)$ na odnos impuls-pauza. Ako se na ulaz ASD modulatora dovede istosmjerni signal $m_{ASD} = 0$, ASD modulator na izlazu daje simetričan pravokutni signal. Isto tako simetričan je i valni oblik signala $l(t)$. Na slici 3.29 prikazan je valni oblik signala $l(t)$ s ograničenjem i iznosom ulaznog istosmjernog napona $m_{ASD} = 0$. Crvenom bojom je označen "produžetak" valnog oblika $l(t)$ kako bi izgledao bez ograničenja uz isti period osciliranja. Plavom bojom označeni su bridovi izlaznog ASD signala bez ograničenja. Razmak između rastućeg i padajućeg brida idealnog signala i stvarnog signala $y(t)$ označenog crnom bojom isti su i zbog toga se ograničavanjem signala $l(t)$ ne narušava odnos impuls-pauza.



Slika 3.29. Odnos idealnog signala $y(t)$ bez ograničenja i realnog signala s ograničenjem napona $l(t)$ za $m_{ASD} = 0$

Ako se na ulaz ASD modulatora dovede istosmjerni napon iznosa $m_{ASD} = 0,5$ tada je izlaz iz ASD modulatora $y(t)$ nesimetričan pravokutni signal. Odnos impuls-pauza izlaznog signala $y(t)$ određen je izrazom (2.19). Ukoliko se napon $l(t)$ ograniči na vrijednost nešto veću od napona praga histereze, razmak između rastućih i padajućih bridova idealnog izlaznog signala (plava boja) i stvarnog izlaznog signala $y(t)$ (crna boja) neće biti isti (slika 3.30).



Slika 3.30. Odnos idealnog signala $y(t)$ bez ograničenja i realnog signala s ograničenjem napona $l(t)$ za $m_{ASD} = 0,5$

Na slici 3.30 vidljivo je da se trajanje pauze realnog izlaznog signala $y(t)$ s ograničenjem proširilo u odnosu na idealni za duljinu $(b-a)$, a trajanje impulsa se skratilo za duljinu $(b-a)$. Ako su a i b različite duljine, što nužno vrijedi kada je $m_{ASD} \neq 0$, širine impulsa i pauze realnog signala $y(t)$ i idealnog signala će se razlikovati. Navedena razlika u trajanjima impulsa i pauze u odnosu na idealni izlazni ASD signal unosi pogrešku u odnos impuls-pauza realnog ASD signala $y(t)$ s ograničavanjem napona na izlazu integratora. Odnos impuls-pauza idealnog izlaznog signala ASD modulatora definiran je periodom središnje frekvencije i naponom na ulazu u modulator m_{ASD} . Na slici 3.30 može se vidjeti da je zbroj duljina $(a + b)$ jednak duljini ograničenog dijela napona na izlazu iz integratora $l(t)$. Kako je duljina ograničenog dijela približno jednaka vremenu kašnjenja komparatora t_k vrijedi sljedeće:

$$(a + b) \approx t_k. \quad (3.42)$$

Iz teorema o sličnosti trokuta i izraza 3.42 proizlazi da je odnos impulsa pauza idealnog izlaznog ASD signala (plava boja) sa slike 3.28 jednak:

$$\alpha = \frac{b}{a+b} = \frac{1}{2}(1 + m_{ASD}). \quad (3.43)$$

Kombinacijom izraza 3.42 i 3.43 dobivaju se sljedeći izrazi za duljine a i b :

$$b = a \frac{1 + m_{ASD}}{1 - m_{ASD}}, \quad (3.44)$$

$$a = \frac{t_k}{2}(1 - m_{ASD}). \quad (3.45)$$

Uzimajući u obzir činjenicu da se trajanje impulsa realnog signala $y(t)$ u odnosu na trajanje idealnog skratilo za $(b-a)$, a trajanje pauze produljilo za istu vrijednost, tada se za trajanja impulsa i pauze realnog signala $y(t)$ dobivaju sljedeći izrazi:

$$T_{imM1}' = T_{im} - (a \frac{1 + m_{ASD}}{1 - m_{ASD}} - a) = T_{im} - a(\frac{2m_{ASD}}{1 - m_{ASD}}) = T_{im} - t_k m_{ASD}, \quad (3.46)$$

$$T_{pauM1}' = T_{pau} + (a \frac{1 + m_{ASD}}{1 - m_{ASD}} - a) = T_{pau} + a(\frac{2m_{ASD}}{1 - m_{ASD}}) = T_{pau} + t_k m_{ASD}. \quad (3.47)$$

Iz izraza 3.46 i 3.47, prema izrazu 2.19 slijedi da je odnos impuls-pauza realnog izlaznog signala $y(t)$ ASD modulatora s ograničenjem napona na integratoru jednak:

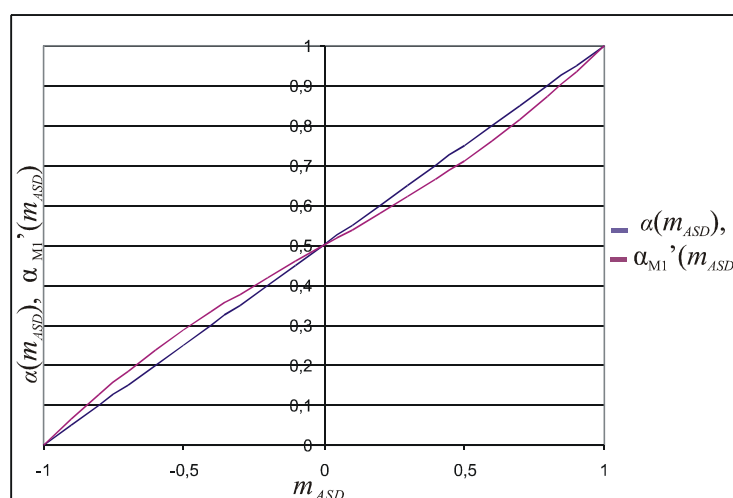
$$\alpha_{M1}' = \frac{T_{im} - t_k m_{ASD}}{T_{imp} + T_{pau}} = \alpha - \frac{t_k m_{ASD}}{T} = \alpha - \frac{t_k}{T_C} m_{ASD} (1 - m_{ASD}^2). \quad (3.48)$$

Dobiveni izraz za odnos impuls-pauza pokazuje nelinearnost odnosa impuls-pauza realnog signala $y(t)$ za ASD modulator s ograničavanjem napona na integratoru.

Pogreška koju u odnos impuls-pauza unosi ograničavanje napona na integratoru proporcionalna je kašnjenju komparatora, a obrnuto proporcionalna periodu središnje frekvencije ASD modulatora. Također se vidi da je pogreška jednaka nuli kada je $m_{ASD} = 0$ i kada je $m_{ASD} = 1$.

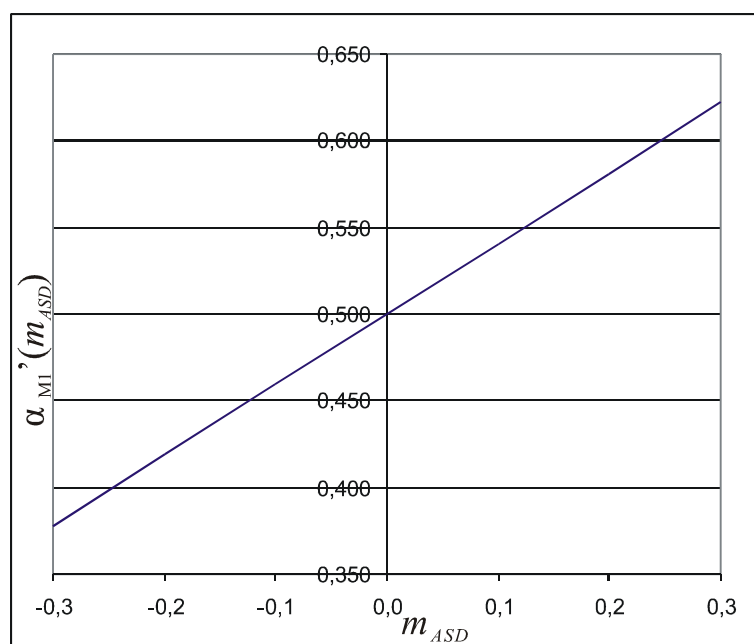
Tablica 3.III. Vrijednosti odnosa impuls-pauza u ovisnosti o m_{ASD}

m_{ASD}	$\alpha(m_{ASD})$	$\alpha_{MI}'(m_{ASD})$	m_{ASD}	$\alpha(m_{ASD})$	$\alpha_{MI}'(m_{ASD})$
-1	0	0,00	0,1	0,55	0,54
-0,9	0,05	0,07	0,2	0,6	0,58
-0,8	0,1	0,13	0,3	0,65	0,62
-0,7	0,15	0,19	0,4	0,7	0,67
-0,6	0,2	0,24	0,5	0,75	0,71
-0,5	0,25	0,29	0,6	0,8	0,76
-0,4	0,3	0,33	0,7	0,85	0,81
-0,3	0,35	0,38	0,8	0,9	0,87
-0,2	0,4	0,42	0,9	0,95	0,93
-0,1	0,45	0,46	1	1	1,00
0,0	0,5	0,50			



Slika 3.31. Ovisnost odnosa impuls-pauza uz primjenu metode 1 $\alpha_{MI}'(m_{ASD})$ i idealnog $\alpha(m_{ASD})$ izlaznog signala ASD modulatora o naponu m_{ASD} na ulazu

Slika 3.31 prikazuje ovisnost odnosa impuls-pauza signala na izlazu iz ASD modulatora s ograničavanjem i bez ograničavanja izlaznog napona na integratoru $l(t)$ dobivenih na temelju izraza 2.19 i 3.39 (tablica 3.III). Iz slike 3.31 jasno se vidi nelinearnost koju unosi član $m_{ASD}(1-m_{ASD}^2)$ iz izraza 3.48. Ako se analizira utjecaj nelinearnosti člana $m_{ASD}(1-m_{ASD}^2)$ na odnos impuls-pauza, potrebno je vidjeti koliko je ta nelinearnost značajna i može li se unutar nekog raspona malih vrijednosti napona m_{ASD} aproksimirati linearnom funkcijom. Ukoliko se m_{ASD} ograniči na raspon $m_{ASD} = [-0,3, 0,3]$ tada se za ovisnost $\alpha_{MI}'(m_{ASD})$ dobiva dijagram na slici 3.32. Vidljivo je da je ovisnost u tom rasponu vrijednosti ulaznog napona linearna, što je i logično jer je član $(1-m_{ASD}^2)$ jako malen za male m_{ASD} , pa je i njegov utjecaj u konačnom umnošku manji.



Slika 3.32. Ovisnost $\alpha_{M1}'(m_{ASD})$ o ulaznom naponu m_{ASD} kod raspona ulaznog napona od $-0,3$ do $+0,3$

3.3.3. *Prijedlog metode za smanjenje utjecaja kašnjenja komparatora s histerezo na radne značajke ASD modulatora primjenom amplitudne modulacije napona histereze (metoda 2)*

Prebačaji izlaznog signala iz integratora $l(t)$ iznad pozitivnog i negativnog napona praga histereze Schmittovog komparatora opisani su izrazima (3.33) i (3.34). Definirani prebačaj ovisi o vremenu kašnjenja, naponima praga histereze i središnjoj frekvenciji idealnog ASD modulatora. Zbog navedene ovisnosti, uvođenjem amplitudne modulacije napona histereze (metoda 2) moguće je postići konstantan napon promjene smjera integracije na izlazu iz integratora, što bi značilo gotovo konstantan napon praga histereze i potpuno otklanjanje utjecaja kašnjenja komparatora. Do sada je metoda amplitudne modulacije napona histereze korištena u sklopovima istosmjernih energetske pretvarača za uspostavljanje konstantne frekvencije prekapčanja neovisno o ulaznom naponu [15] i za izjednačavanje pozitivnog i negativnog prebačaja uz napon praga histereze veći od idealnog [69, 70]. Ukoliko se gornji prag okidanja Schmittovog okidnog sklopa umanja za prebačaj definiran izrazom (3.33), a donji prag okidanja uveća za prebačaj definiran izrazom (3.34), dobivaju se sljedeći izrazi za relativne napone okidanja:

$$h_{AM+}' = h_+ - \frac{4ht_k}{T_C} (1 + m_{ASD}), \quad (3.49)$$

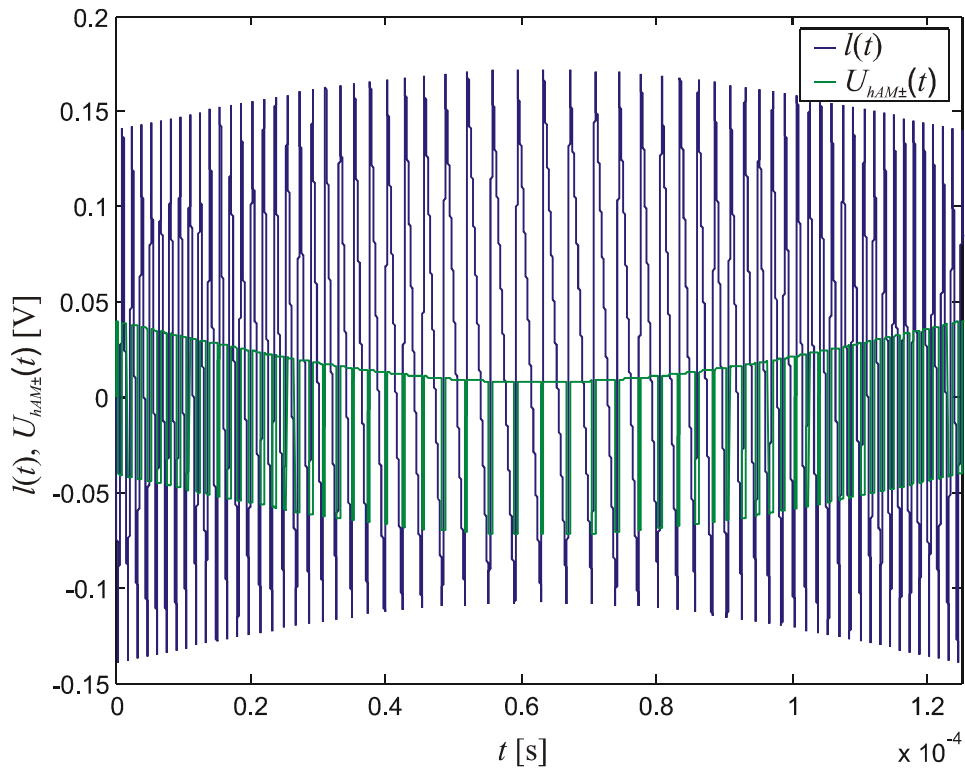
$$h_{AM-}' = h_- + \frac{4ht_k}{T_C} (1 - m_{ASD}), \quad (3.50)$$

$$h_{AM\pm}' = h_{\pm} - \frac{4ht_k}{T_C} (m_{ASD} \pm 1). \quad (3.51)$$

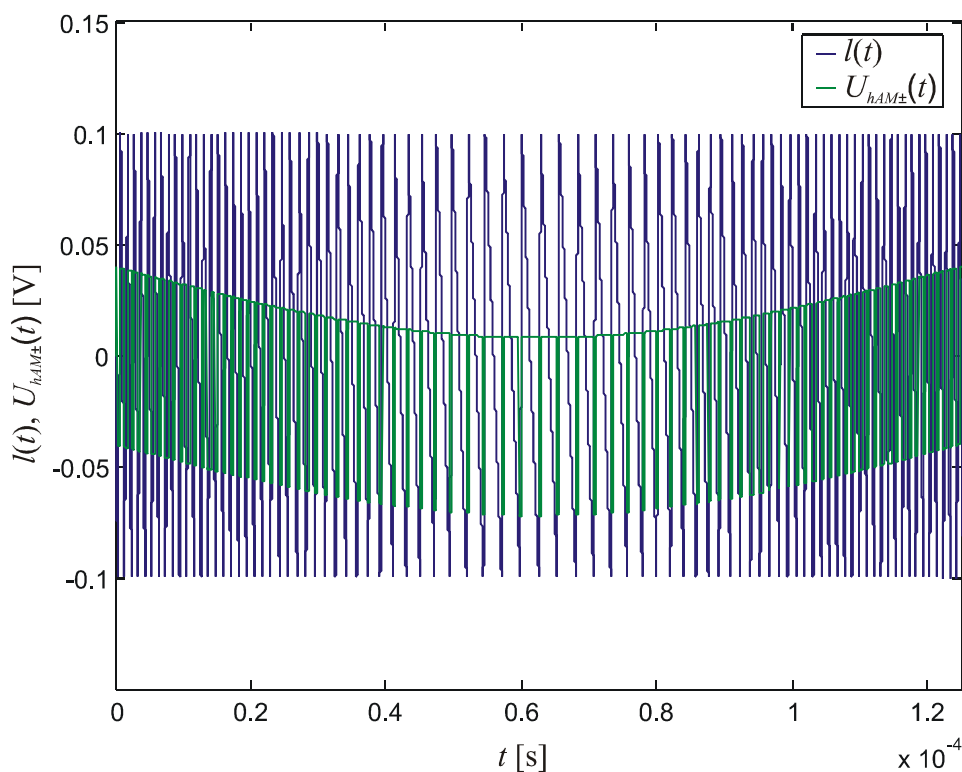
Uvrštavanjem izraza $m_{ASD} = x(t)/U_Y$ u prethodnu jednadžbu, dolazi se do jednakosti koja definira modulaciju napona pragova histereze u ovisnosti o ulaznom naponu $x(t)$, izlaznom naponu $y(t)$, naponu praga histereze $U_{h\pm}$ i koeficijentu $K_{AM} = 4ht_k/T_C$:

$$U_{hAM\pm}' = U_{h\pm} - \frac{4U_h t_k}{T_C} (x(t) \pm Y) = U_{h\pm} - K_{AM} (x(t) + y(t)). \quad (3.52)$$

Valni oblik na ovaj način amplitudno moduliranih napona pragova histereze $h_{AM\pm}'$ prikazan je slikom 3.33a, na kojoj se vidi i izlaz iz integratora prije modulacije napona pragova histereze.



a)

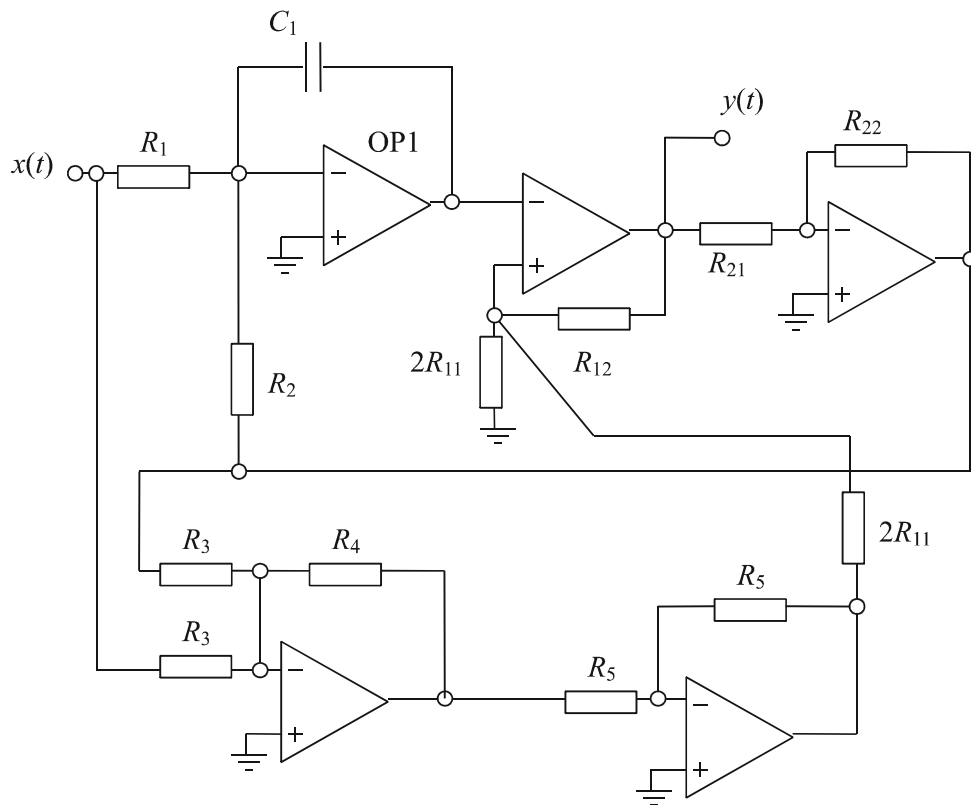


b)

Slika 3.33. Valni oblici $i(t)$ i $h_{AM}'(t)$ a) prije i b) nakon amplitudne modulacije napona pragova histereze

Na slici se vidi amplitudna modulacija signala $i(t)$ koja je posljedica kašnjenja t_k . Ovojnice amplitudne modulacije za gornju i donju promjenu smjera signala $i(t)$ istog su valnog oblika i nesimetrične su u odnosu na vremensku os koordinatnog sustava (za veće napone promjene smjera integracije u gornjoj poluravnini, manji su naponi promjene smjera integracije u donjoj poluravnini koordinatnog sustava, i obratno). Valni oblik signala praga h_{\pm}' također ima dvije ovojnice. Gornju, koja definira negativne napone okidanja, i donju, koja definira pozitivne napone okidanja. Nakon uvođenja amplitudne modulacije napona pragova histereze $h_{AM\pm}'$, izlazni signal iz integratora će za strmije nagibe signala $i(t)$ ranije postizati vrijednosti napona okidanja i do isteka vremena kašnjenja u svakoj promjeni smjera imat će isti napon (slika 3.33b).

Praktičnu realizaciju amplitudne modulacije napona histereze moguće je, prema izrazu 3.52, izvesti modifikacijom Schmittovog komparatora (slika 3.34) uz korištenje jednog invertirajućeg zbrajala i invertirajućeg pojačala. Prije primjene sklopa za kompenzaciju utjecaja kašnjenja potrebno je utvrditi konstantu K_{AM} , koja se dodatno može podešavati ako se za otpor R_4 koristi promjenjivi otpornik.



Slika 3.34. ASD modulator s primjenom metode 2

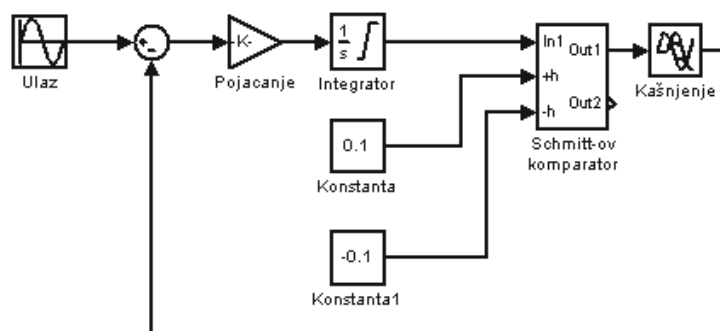
Prilikom uvođenja dodatnog sklopa za modulaciju amplitude napona histereze, vrijednost otpornika R_{11} iz Schmittovog okidnog sklopa treba udvostručiti da bi se promjena amplitude odvijala oko vrijednosti napona praga histereze h kojim je definiran idealni ASD modulator.

4. Rezultati simulacije

U ovom su poglavlju predstavljeni rezultati simulacije utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora s predloženim metodama smanjenja utjecaja kašnjenja. Osim simulacije rada ASD modulatora prikazana je i Matlab simulacija A/D pretvornika asinkronog sigma-delta u sinkroni PCM signal te simulacija rada pojačala snage D klase u simulacijskom alatu Multisim Analog Devices Edition.

4.1. Rezultati simulacije utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora

Za simulaciju utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora korišteno je Matlab Simulink okruženje. Model za provedbu simulacije (slika 4.1), uz izuzetak komparatora s histerezom, implementiran je pomoću gotovih Simulink blokova. Komparator sa histerezom modeliran je posebno zbog potrebe za podešavanjem napona pragova histereze kako bi se mogao simulirati njegov utjecaj na rad ASD modulatora.

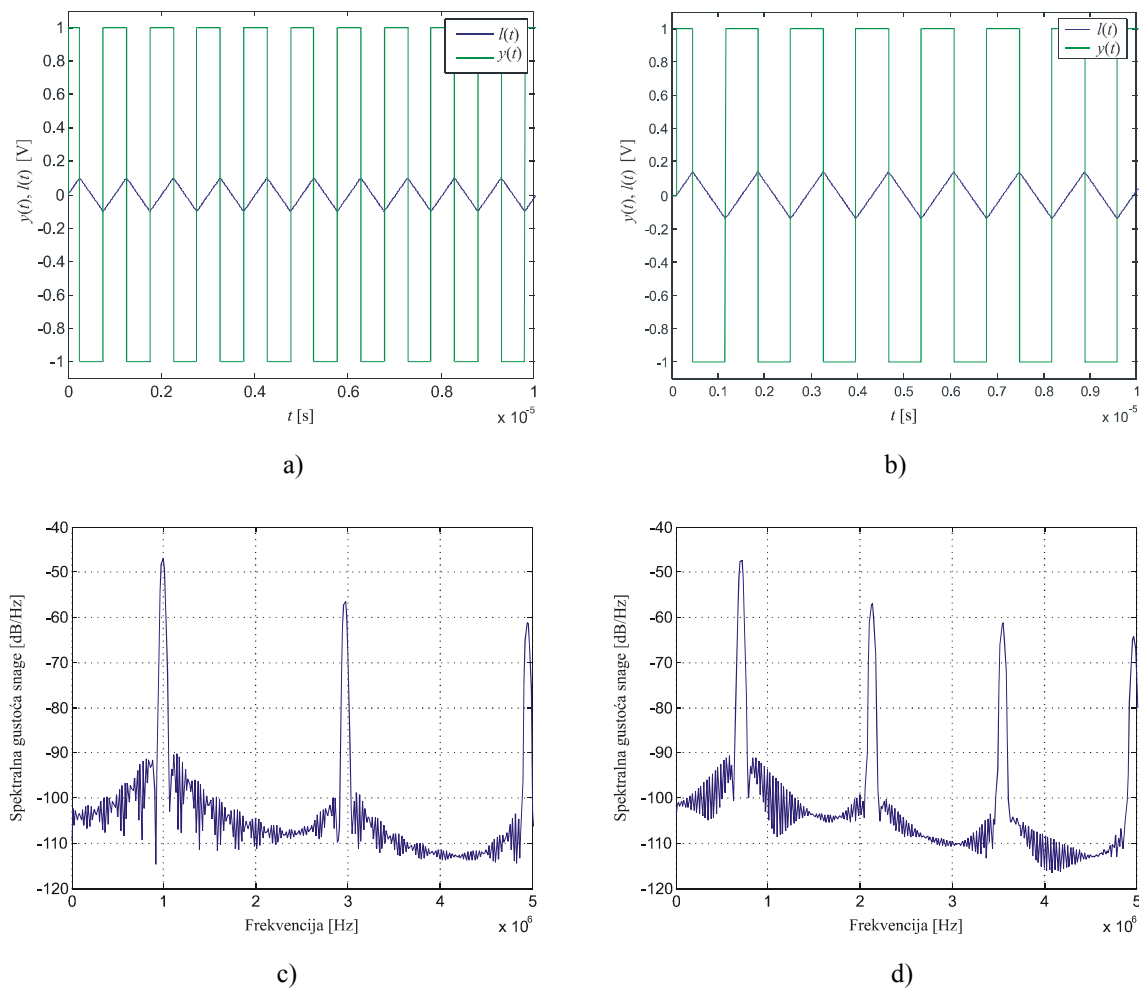


Slika 4.1. Matlab model ASD modulatora

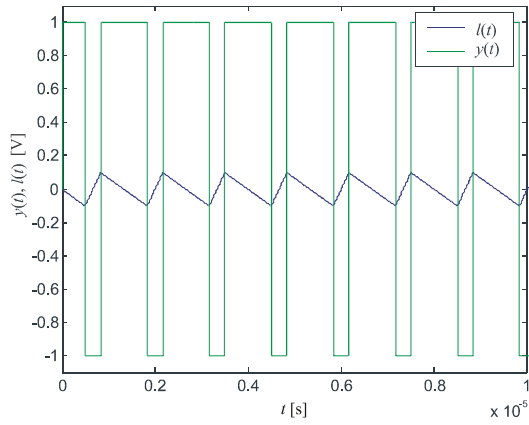
Element za kašnjenje postavljen je na izlaz iz komparatora s histerezom i predstavlja njegovo kašnjenje od trenutka kada izlaz iz integratora dosegne vrijednost U_h do trenutka kada komparator promijeni stanje na izlazu. Izlaz iz elementa za kašnjenje može se promatrati kao izlaz iz realnog komparatora u smislu kašnjenja signala. Parametri idealnog ASD modulatora su odabrani na način da se središnja frekvencija od 1 MHz ostvari na izlazu uz relativne napone pragova histereze $\pm h = \pm 0,1$.

Za slučaj kada je na ulazu u idealni ASD modulator $m_{ASD} = 0$, na izlazu će se pojaviti pravokutni signal odnosa impuls-pauza 50% i frekvencije jednake središnjoj frekvenciji modulatora prema izrazu (2.14). Kada se na ulaz realnog modulatora s kašnjenjem

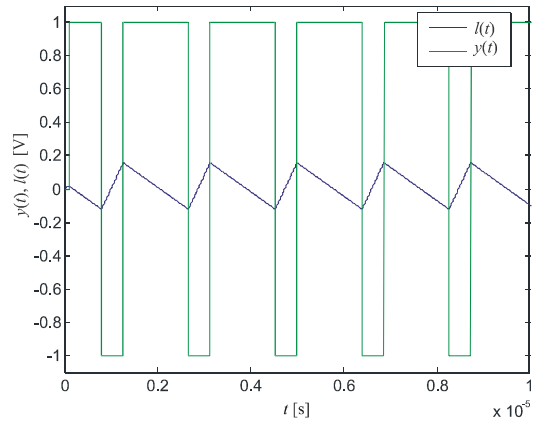
komparatora t_k dovede isti signal, valni oblik na izlazu imat će isti odnos impuls-pauza, ali će mu se frekvencija sniziti. Period izlaznog signala će se povećati za četiri vrijednosti vremena kašnjenja. Ako se na ulaz modulatora dovede istosmjerni signal vrijednosti $m_{ASD} = \pm 0,5$, promijenit će se i odnos impuls pauza i frekvencija izlaznog signala. I dalje će izlazna frekvencija realnog modulatora biti niža od frekvencije idealnog, ali odnos impuls-pauza ostaje isti. Valni oblici izlaznih napona modulatora $y(t)$ i integratora $l(t)$ za navedene slučajeve, uz pripadajuće spektre izlaznog signala $y(t)$, prikazani su na slikama 4.2-4. Osim poremećaja u frekvenciji izlaznog signala vidljivo je da kod realnog modulatora dolazi do prebačaja napona $l(t)$ iznad napona pragova histerenze idealnog modulatora.



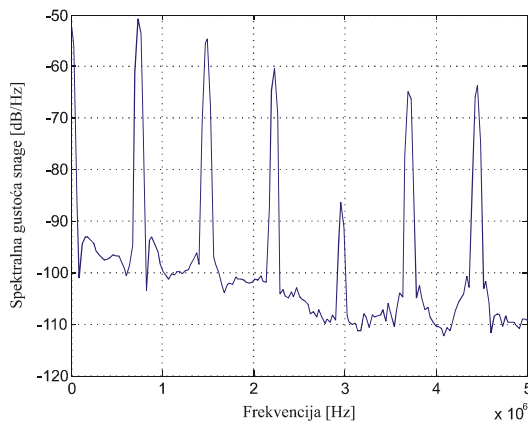
Slika 4.2. Valni oblici signala $l(t)$ i $y(t)$ uz $m_{ASD} = 0$ za a) idealni i b) realni ASD modulator s $t_k = 100$ s, te spektre izlaznog signala $y(t)$ za c) idealni i d) realni ASD modulator



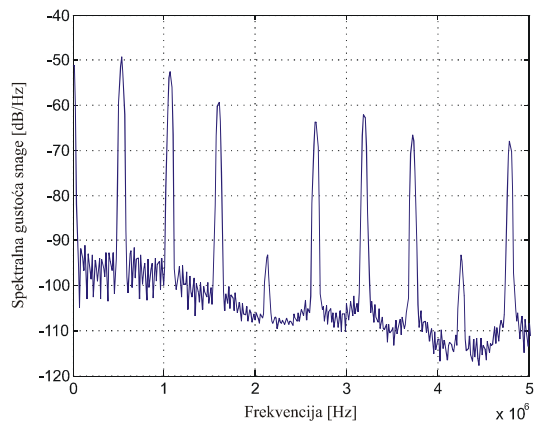
a)



b)

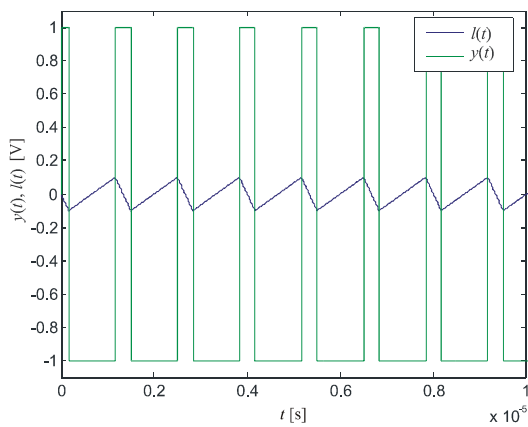


c)

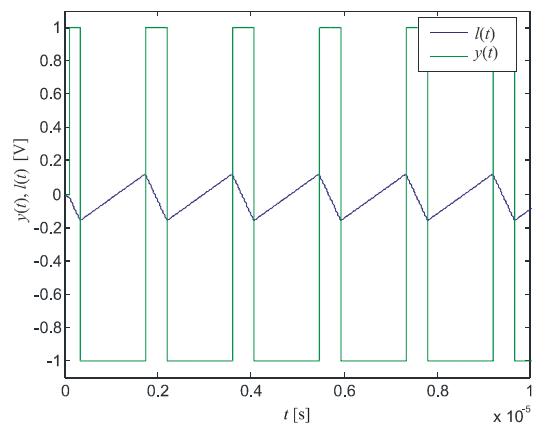


d)

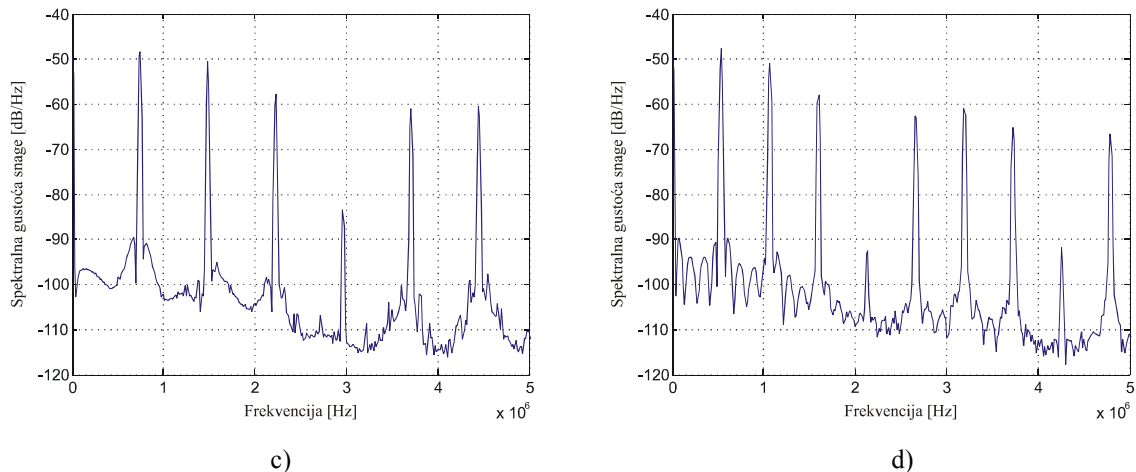
Slika 4.3. Valni oblici signala $l(t)$ i $y(t)$ uz $m_{ASD} = 0,5$ za a) idealni i b) realni ASD modulator s $t_k = 100$ ns, te pripadajući spektri izlaznog signala $y(t)$ za c) idealni i d) realni ASD modulator



a)

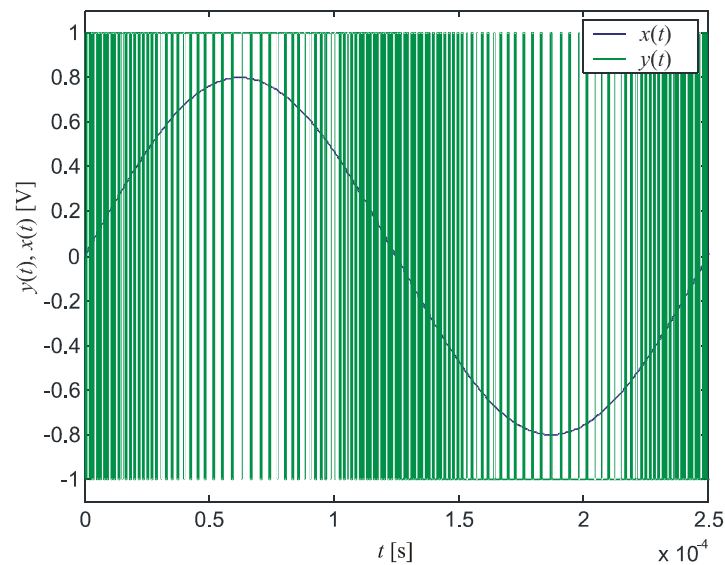


b)



Slika 4.4. Valni oblici signala $l(t)$ i $y(t)$ uz $m_{ASD} = -0,5$ za a) idealni i b) realni ASD modulator s $t_k = 100$ ns, te pripadajući spektri izlaznog signala $y(t)$ za c) idealni i d) realni ASD modulator

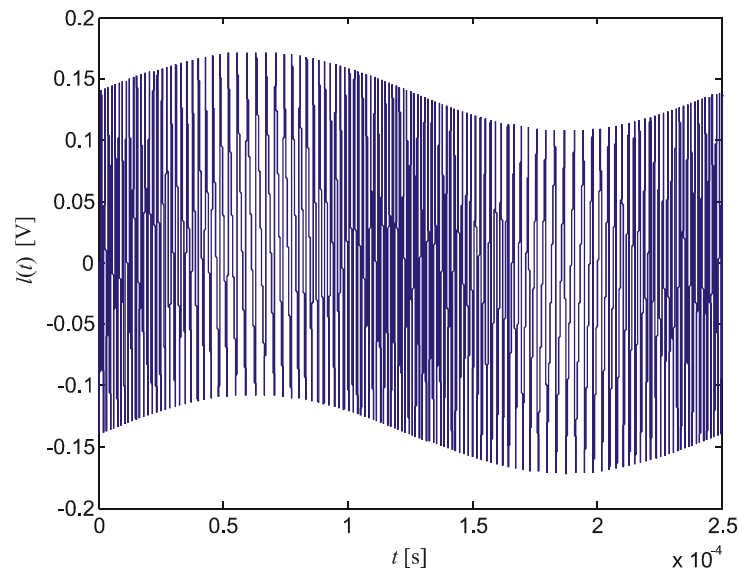
Slika 4.5 prikazuje izlazni signal iz modela ASD modulatora $y(t)$ za sinusnu pobudu na ulazu, valnog oblika $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$. Vidi se da je izlazni signal iz ASD modulatora $y(t)$ niz impulsa i pauza. Impulsi se izmjenjuju različitim frekvencijama i različitim odnosima impuls-pauza.



Slika 4.5. Ulazni signal $x(t)$ i izlazni signal $y(t)$ ASD modulatora za $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$

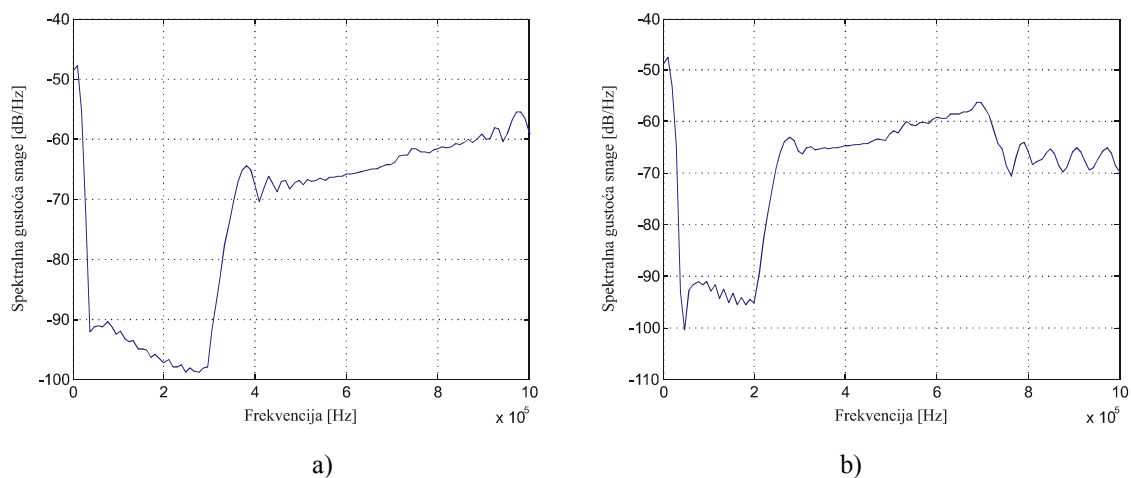
Posljedica utjecaja vremena kašnjenja na rad ASD modulatora je upravo smanjenje središnje frekvencije, što je matematički pokazano u prethodnom poglavlju. Uzrok smanjenja frekvencije je prebačaj izlaznog napona iz integratora $l(t)$, odnosno njegova amplitudna modulacija. Slika 4.6 prikazuje valni oblik izlaznog napona iz integratora $l(t)$ za sinusni ulazni

napon $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$, gdje se vidi da je ovojnica amplitudne modulacije signala $l(t)$ sinusoida iste frekvencije, ali manje amplitude.



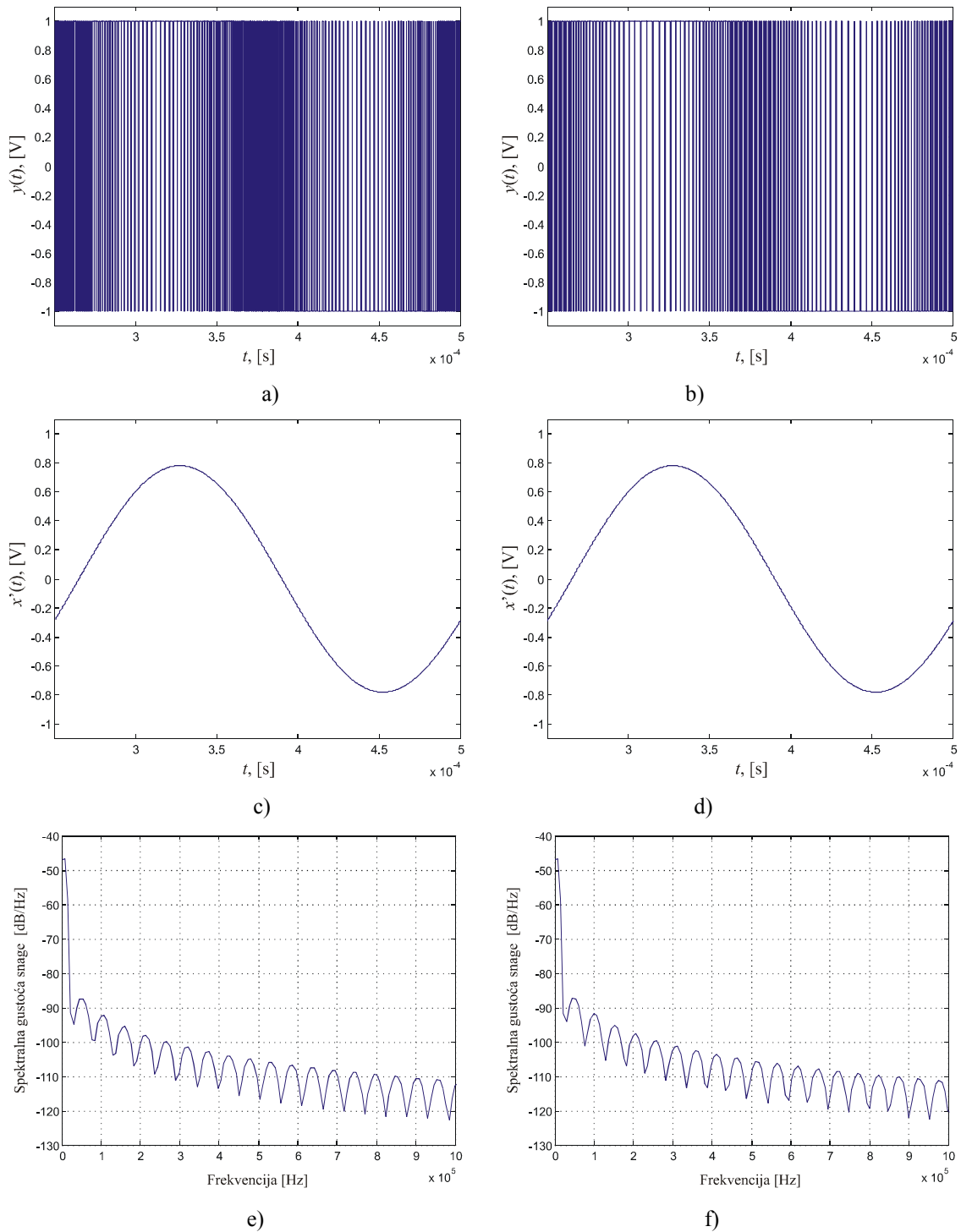
Slika 4.6. Izlazni signal iz integratora $l(t)$ za $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$

Na slici 4.7a i 4.7b vidi se osnovni frekvencijski spektar izlaznog signala. U osnovnom pojasu je sadržana informacija o ulaznom signalu, a na višim frekvencijama (>300 kHz za idealni, >200 kHz za realni ASD modulator) pojavljuju se viši harmonici beselovih komponenata središnje frekvencije. Očigledna je razlika u spektru idealnog (slika 4.7a) i realnog modulatora sa kašnjenjem komparatora od 100 ns (slika 4.7b). Kašnjenje komparatora je pomaknulo središnju frekvenciju sa 1 MHz na 700 kHz, a samim time i sve ostale niže harmonike prema osnovnom pojasu. Pomicanje nepoželjnih harmonika na niže frekvencije otežava filtriranje izlaznog signala.



Slika 4.7. Spektar izlaznog signala $y(t)$ za $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ a) idealnog ASD modulatora i b) modulatora sa kašnjenjem komparatora u iznosu $t_k = 100$ ns

Filtriranjem izlaznog signala $y(t)$ niskopropusnim filtrom dobiva se replika ulaznog analognog signala $x'(t)$. Slike 4.8 a i b prikazuju signale $y(t)$ za ulazni sinusni signal $x(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ za slučaj idealnog ASD modulatora i ASD modulatora s kašnjenjem komparatora u iznosu $t_k = 100$ ns.



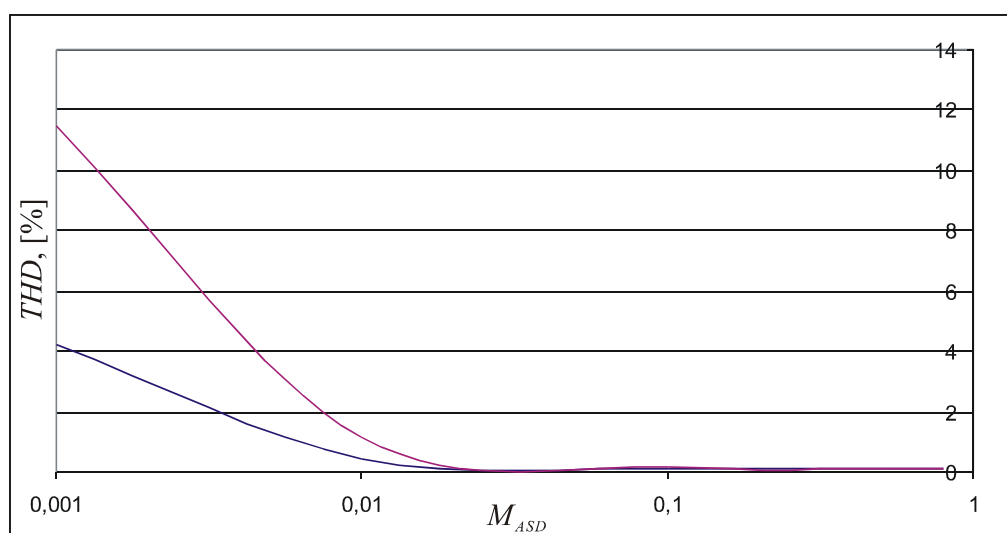
Slika 4.8. Valni oblici $y(t)$ uz $x(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ za a) model bez kašnjenja, b) s kašnjenjem $t_k = 100$ ns; valni oblici $x'(t)$ za c) model bez kašnjenja, d) s kašnjenjem $t_k = 100$ ns; spektri demoduliranog signala $x'(t)$ za e) model bez kašnjenja, f) s kašnjenjem $t_k = 100$ ns

Slike 4.8 c i d prikazuju demodulirane signale ASD modulatora $x'(t)$ za slučaj bez kašnjenja i sa kašnjenjem $t_k = 100$ ns, a slike 4.8 e i f prikazuju spektre izlaznih demoduliranih signala $x'(t)$ za slučaja bez kašnjenja i sa kašnjenjem $t_k = 100$ ns. Na slikama 4.8 a i b vidi se gušća raspodjela impulsa na slici a, što je posljedica više središnje frekvencije idealnog ASD modulatora. Demodulirani izlazni signali se ne razlikuju promatranjem valnih oblika u vremenskoj domeni.

Na spektru demoduliranih signala $x'(t)$, prikazanom slikama 4.8 e i f, vidi se mala razlika u amplitudama viših harmonika demoduliranog signala što se potvrđuje mjerenjem ukupnog harmonijskog izobličenja za oba slučaja. Ukupno harmonijsko izobličenje (engl. *Total Harmonic Distorsion - THD*) demoduliranog signala $x'(t)$ za slučaj bez kašnjenja iznosi 0,095 %, a za slučaj sa kašnjenjem 0,1 %. Tablica 4.I prikazuje ukupno harmonijsko izobličenje demoduliranog signala $x'(t)$ za različite vrijednosti amplitude ulaznog signala $x(t)$.

Tablica 4.I. Ukupno harmonijsko izobličenje signala $x'(t)$ idealnog i realnog ASD modulatora

M_{ASD}	THD idealni	THD realni
0,8	0,095	0,1
0,7	0,094	0,099
0,5	0,094	0,098
0,1	0,1	0,15
0,01	0,43	1,15
0,001	4,2	11,5



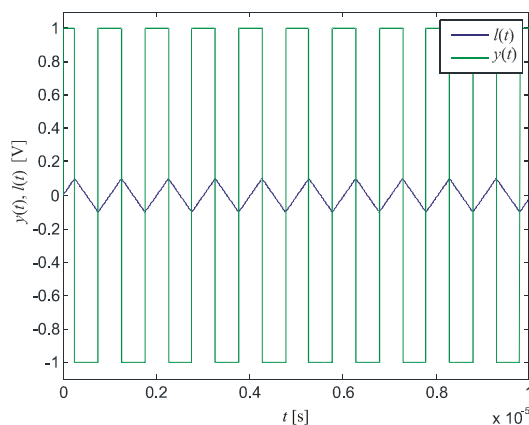
Slika 4.9. Ukupno harmonijsko izobličenje u ovisnosti o M_{ASD} za modulator bez kašnjenja (plavo) i s kašnjenjem (ljubičasto) $t_k = 100$ ns

Grafički prikaz ovisnosti ukupnog harmonijskog izobličenja nalazi se na slici 4.9. Vidljivo je da kašnjenje unosi veće izobličenje u demodulirani signal što se posebno značajno odražava na manje napone ulaznog signala gdje se ukupno harmonijsko izobličenje povećava skoro tri puta za kašnjenje komparatora u iznosu $t_k = 100$ ns. Ljubičastom bojom prikazan je *THD* za modulator s kašnjenjem, a plavom bojom prikazan je *THD* idealnog modulatora.

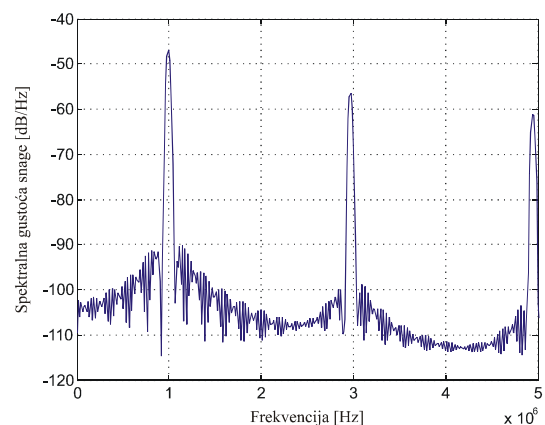
4.2. Rezultati simulacije za ASD modulator s primjenom metode 1

Prva od dvije metode koje su predložene za smanjenje utjecaja kašnjenja (metoda 1) je metoda s ograničavanjem napona na izlazu iz integratora na vrijednost nešto veću od napona praga histereze Schmittovog okidnog sklopa. Ograničavanje amplitude valnog oblika $l(t)$ u Simulinku je moguće postaviti unutar gotovog bloka integratora koji nudi opciju ograničavanja integracije. Uz tu mogućnost, koristi se isti model ASD modulatora kao u prethodnom poglavlju (slika 4.1).

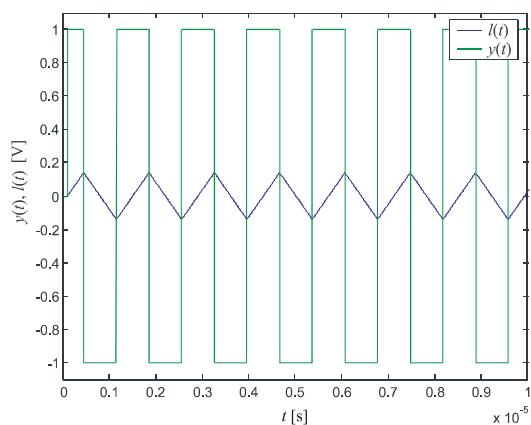
Ako se na ulaz modela modulatora s primjenom metode 1 dovede istosmjerni ulazni signal $m_{ASD} = 0$, tada se kao i za slučaj idealnog modela i modela s kašnjenjem dobiva pravokutni izlazni signal odnosa impuls pauza 50% i frekvencije niže od središnje frekvencije idealnog modulatora, a više od središnje frekvencije modulatora sa kašnjenjem (slika 4.10 a, b i c). Ista slika (d, e i f) prikazuje i pripadajuće spektre izlaznog signala.



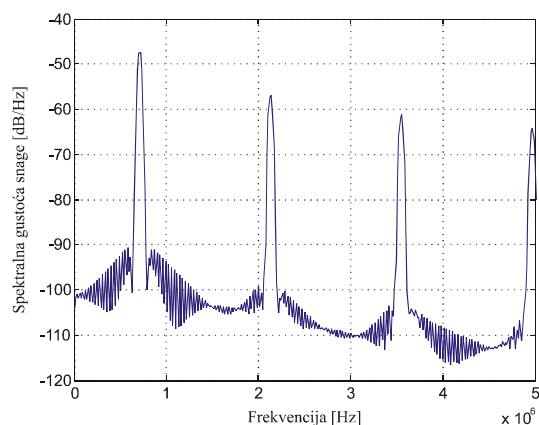
a)



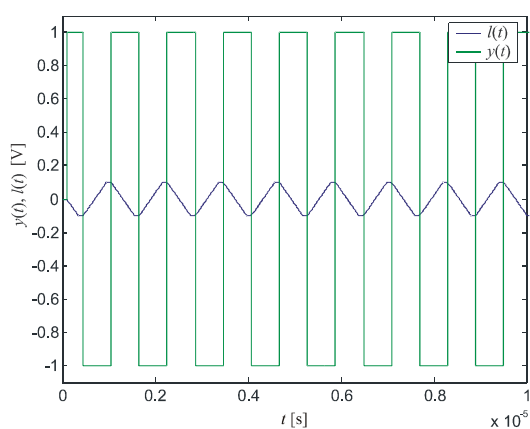
d)



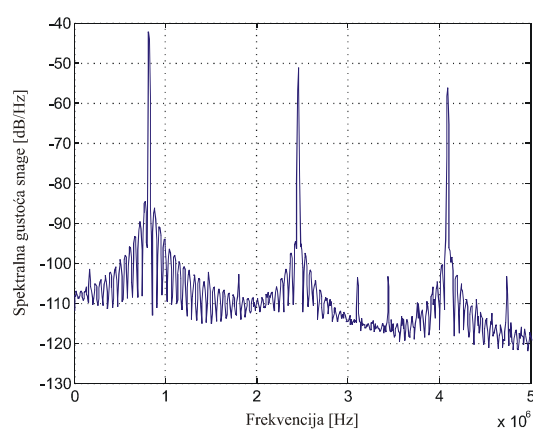
b)



e)



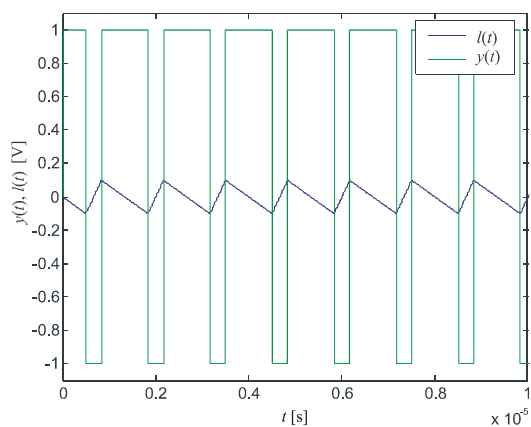
c)



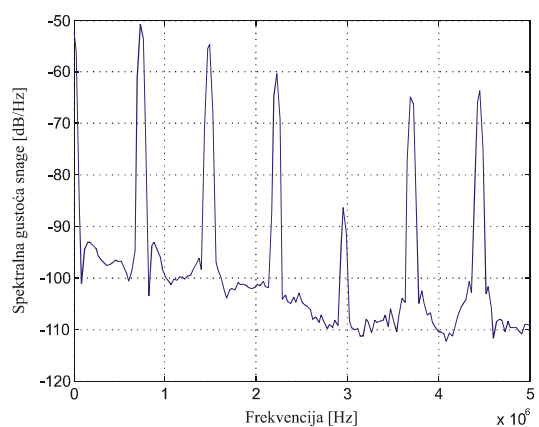
f)

Slika 4.10. Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ kada je $m_{ASD} = 0$ za a) idealni ASD modulator, b) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i c) primjenu metode 1; te spektralna gustota snage $y(t)$ za d) idealni ASD modulator, e) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i f) primjenu metode 1

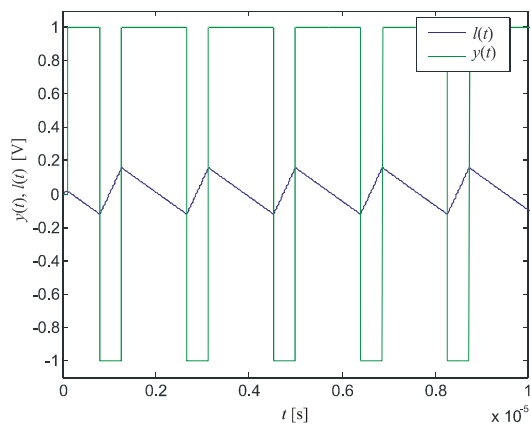
Na slikama u vremenskoj i frekvencijskoj domeni vidi se povećanje frekvencije izlaznog signala primjenom metode 1 u usporedbi s ASD modulatorom sa kašnjenjem. U nastavku su prikazani isti valni oblici kada je napon na ulazu $m_{ASD} = 0,5$ odnosno $m_{ASD} = -0,5$.



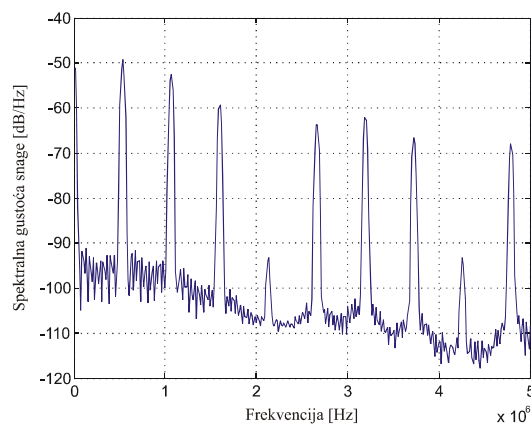
a)



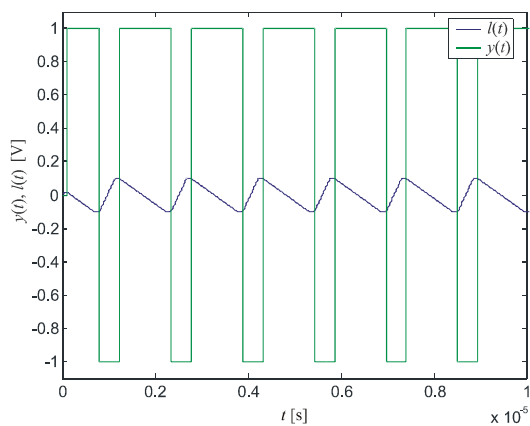
d)



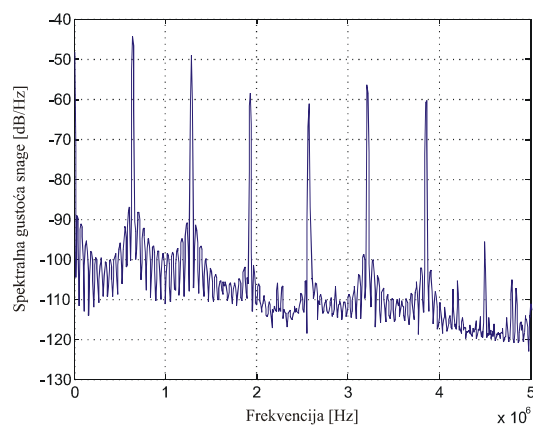
b)



e)

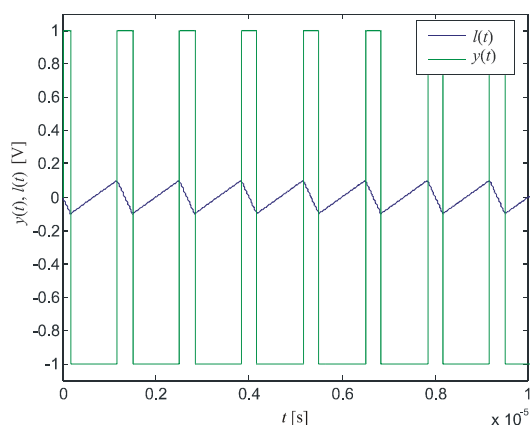


c)

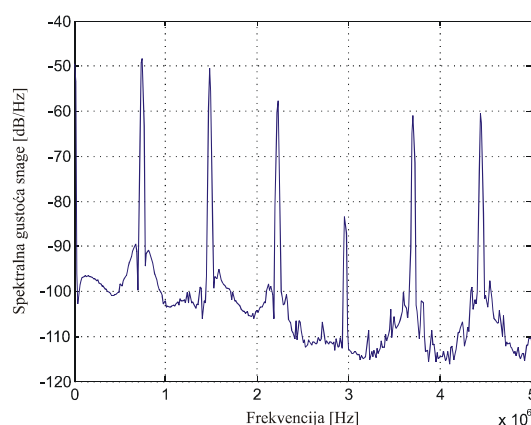


f)

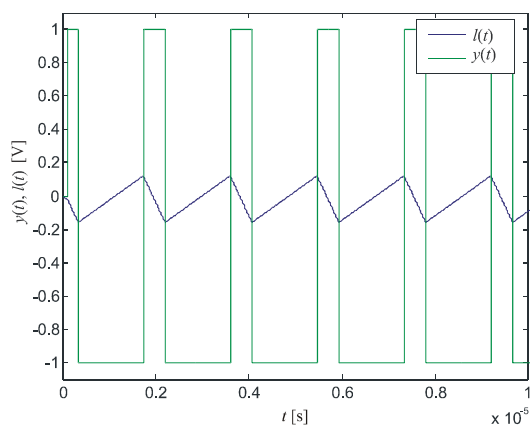
Slika 4.11. Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ kada je $m_{ASD} = 0,5$ za a) idealni ASD modulator, b) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i c) primjenu metode 1; te spektralna gustoća snage $y(t)$ za d) idealni ASD modulator, e) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i f) primjenu metode 1



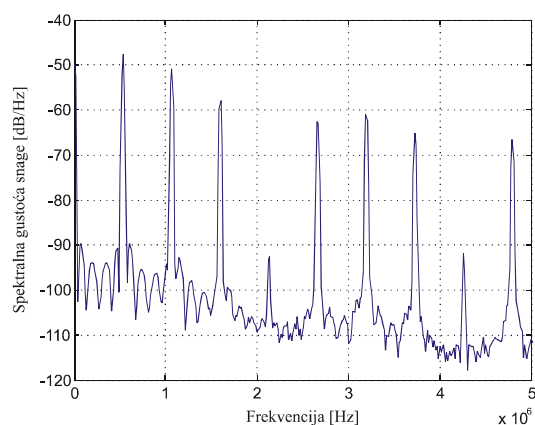
a)



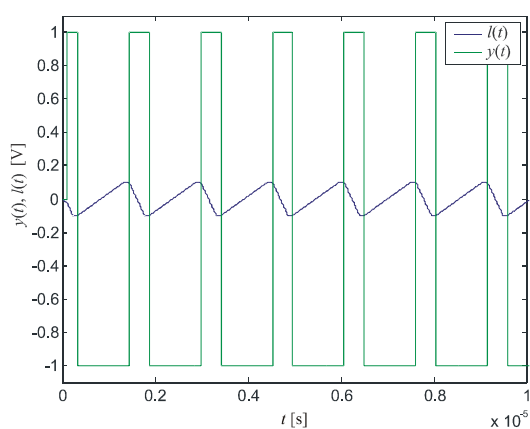
d)



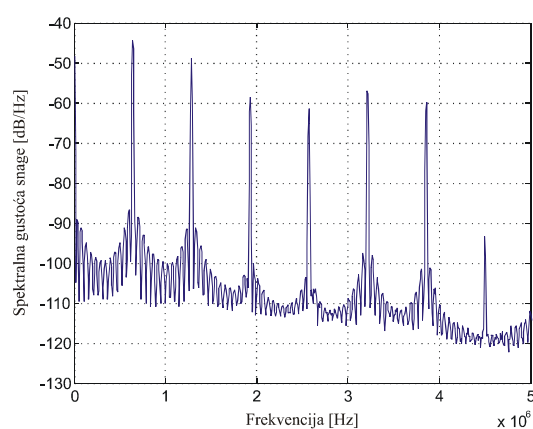
b)



e)



c)



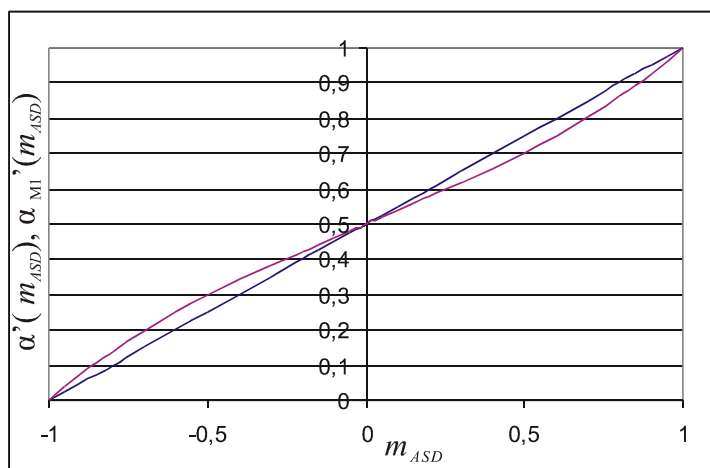
f)

Slika 4.12. Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ kada je $m_{ASD} = -0,5$ za a) idealni ASD modulator, b) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i c) primjenu metode 1; te spektralna gustoća snage $y(t)$ za d) idealni ASD modulator, e) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i f) primjenu metode 1

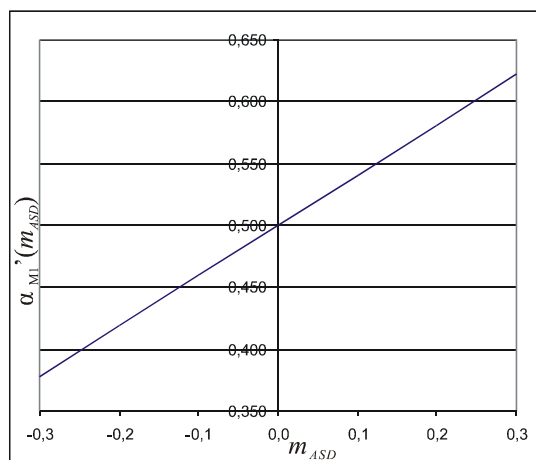
Primjenom metode 1 očigledno se postiže povećanje središnje frekvencije u odnosu na ASD modulator s prisutnim kašnjenjem komparatora. Što se događa s informacijom ulaznog signala teško je vidjeti iz predstavljenih slika valnih oblika i spektra snage. Simulacijom na modelu idealnog ASD modulatora i ASD modulatora uz primjenu metode 1 dobiveni su odnosi impuls-pauza za različite razine istosmjernog signala na ulazu m_{ASD} (tablica 4.II). Iz rezultata simulacije dobiven je grafički prikaz ovisnosti odnosa impuls-pauza o razini ulaznog signala koji se poklapa s matematičkim proračunom prema izrazu (3.39).

Tablica 4.II. Ovisnost odnosa impuls-pauza o m_{ASD} za idealni ASD modulator i modulator s primjenom metode 1

m_{ASD}	α'	α_{m1}'	m_{ASD}	α'	α_{m1}'	m_{ASD}	α'	α_{m1}'
-1	0	0	-0,1	0,45	0,4616	0,3	0,575	0,558
-0,95	0,025	0,0385	-0,05	0,475	0,4807	0,4	0,6	0,577
-0,9	0,05	0,07465	-0,01	0,495	0,496155	0,5	0,65	0,61725
-0,8	0,1	0,1395	-0,005	0,4975	0,4981	0,6	0,7	0,65915
-0,7	0,15	0,1972	-0,001	0,4995	0,49962	0,7	0,75	0,7034
-0,6	0,2	0,2492	0	0,5	0,5	0,8	0,8	0,7508
-0,5	0,25	0,2966	0,001	0,5005	0,50038	0,85	0,85	0,8028
-0,4	0,3	0,34085	0,005	0,5025	0,5019	0,9	0,9	0,8605
-0,3	0,35	0,38275	0,01	0,505	0,503845	0,95	0,95	0,92535
-0,2	0,4	0,423	0,05	0,525	0,5193	0,98	0,975	0,9615
-0,15	0,425	0,442	0,1	0,55	0,5384	1	1	1



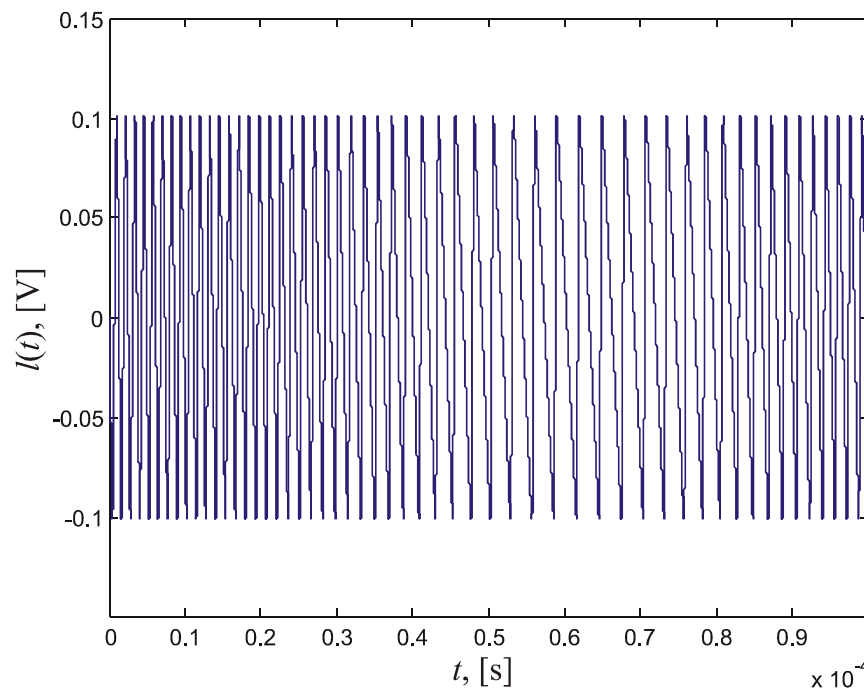
Slika 4.13. Ovisnost odnosa impuls pauza o ulaznom signalu m_{ASD} za idealni (plava boja) i ASD modulator uz primjenu metode 1 (ljubičasta boja)



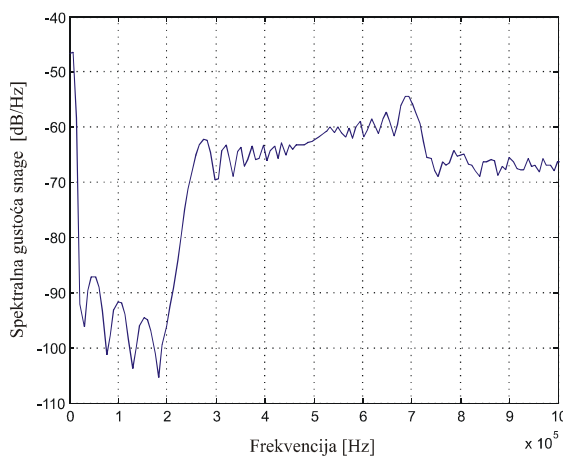
Slika 4.14. Ovisnost odnosa impulsa-pauza za $-0,3 < m_{ASD} < 0,3$ idealnog (ljubičasta boja) i ASD modulatora uz primjenu metode 1

Uvećanjem slike 4.13 vidljivo je da je karakteristika unutar vrijednosti $-0,3 < m_{ASD} < 0,3$ približno linearna kao i kod matematičkog proračuna (slika 4.14)

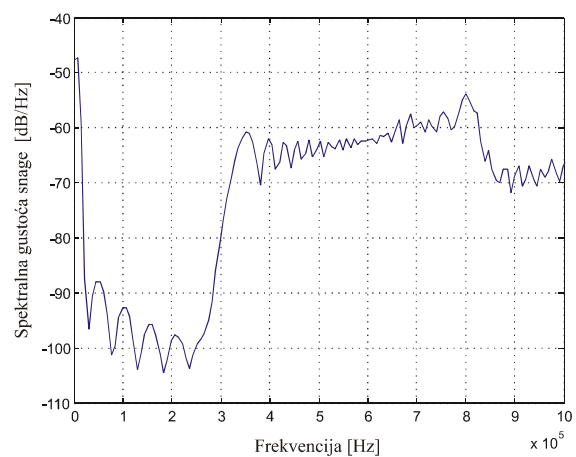
Kada se na ulaz modulatora sa primjenom metode 1 dovede ulazni sinusni signal valnog oblika $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$, izlazni signal iz integratora $l(t)$ više nije amplitudno moduliran kao što je to slučaj kod modulatora sa kašnjenjem (slika 4.15). Zbog uklanjanja amplitudne modulacije signala $l(t)$, povećana je središnja frekvencija modulatora s metodom 1 u odnosu na središnju frekvenciju modulatora s kašnjenjem, što se vidi na slici 4.16 a i b.



Slika 4.15. Izlazni signal iz integratora $l(t)$ uz primjenu metode 1 za $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$



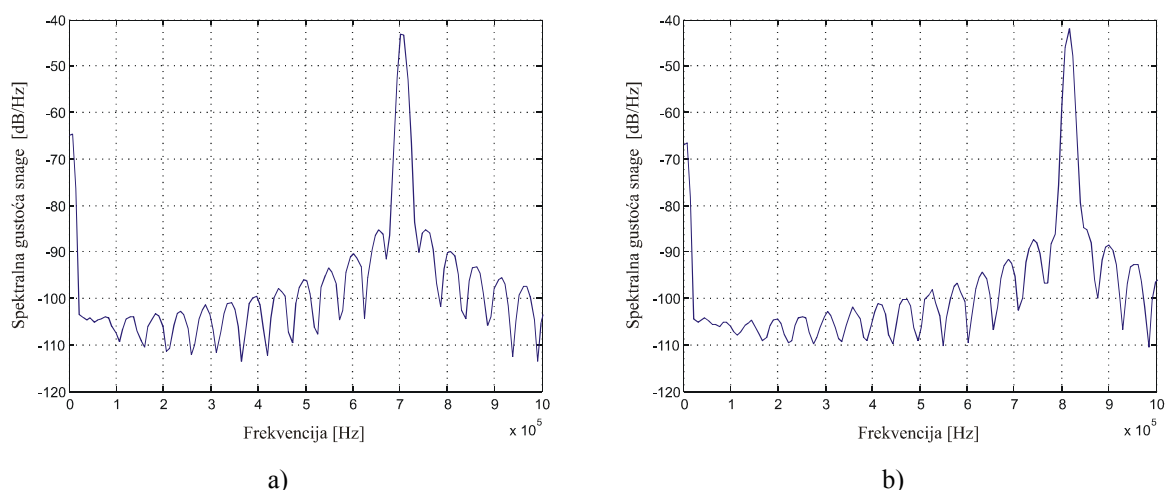
a)



b)

Slika 4.16. Spektar signala $y(t)$ za $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ ASD modulatora a) sa kašnjenjem i b) sa metodom 1

Napon doveden na ulaz ASD modulatora je sinusnog valnog oblika i amplitude $M_{ASD} = 0,8$. Prema slici 4.13, amplituda od 0,8 je previsoka i izaziva nelinearno izobličenje, što se može vidjeti i na spektru izlaznog signala (slika 4.16 b) u okolini osnovnog pojasa, gdje je amplituda osnovnog pojasa za metodu 1 nešto niža nego bez primjene metode 1. Na slici 4.17. prikazane su gustoće spektara istih signala za amplitudu od 0,1, gdje se vidi da su viši harmonici u okolici šuma niži u slučaju primjene metode 1. Simulacijom ukupnog harmonijskog izobličenja demoduliranog signala $x'(t)$ za slučaj kada je $x(t) = 0,1\sin(2\pi 4000t)$, za ASD modulator s kašnjenjem bez primjene metode 1 uz primjenu niskopropusnog filtra prvog reda dobiva se THD u iznosu 9,2 %, a za modulator sa primjenom metode 1 THD od 7,8 %, što znači da metoda 1 doprinosi smanjenju utjecaja izobličenja za male ulazne napone.



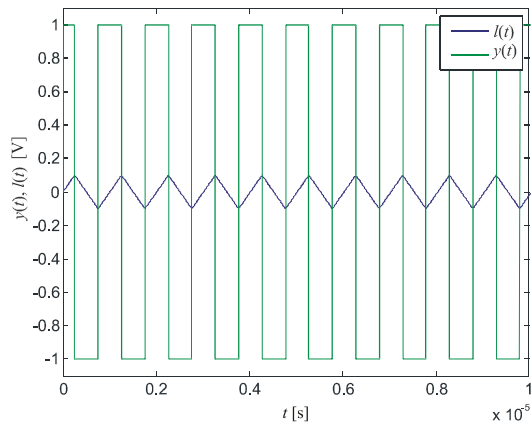
Slika 4.17. Spektar signala $y(t)$ za ASD modulator a) s kašnjenjem i b) s metodom 1

4.3. Rezultati simulacije za ASD modulator s primjenom metode 2

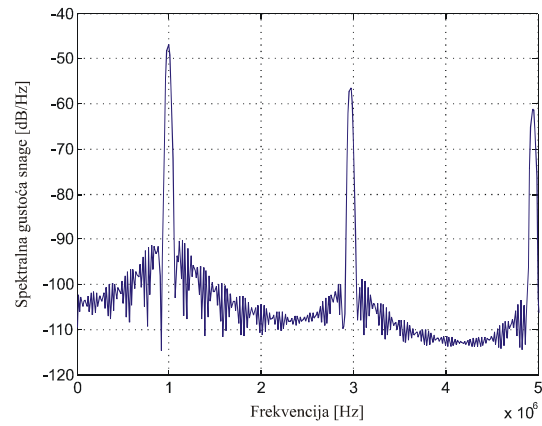
Osim ograničavanja napona na izlazu integratora, smanjenje utjecaja kašnjenja komparatora moguće je postići i uvođenjem amplitudne modulacije napona histereze (metoda 2). Ta metoda osigurava otklanjanje greške izlazne frekvencije ASD modulatora s prisutnim kašnjenjem uz zadržavanje istog odnosa impuls-pauza u cijelom rasponu amplituda na ulazu. Budući da se smjer integracije mijenja u istom trenutku kada i izlazni signal, ASD modulator uz primjenu metode 2 neće imati izraženu nelinearnost kao što je to slučaj kod metode 1.

Funkciju za moduliranje napona histereze (3.43) jednostavno je implementirati u Simulinku korištenjem zbrajala i pojačala. Izlazni signal $y(t)$ oduzima se od ulaznog signala $x(t)$ i zatim se dobivena razlika množi konstantom K_{AM} koja ovisi o naponu histereze idealnog ASD modulatora, njegovoj središnjoj frekvenciji i vremenu kašnjenja komparatora s

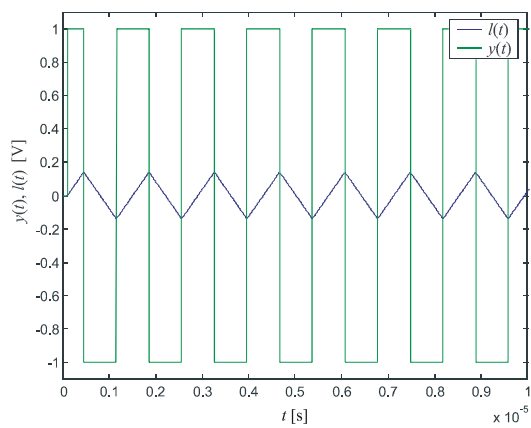
histerezom. Za korišteni model ASD modulatora s relativnim naponom praga histereze $h = 0,1$, središnje frekvencije $f_C = 1$ MHz i vremena kašnjenja $t_k = 100$ ns, konstanta iznosi 0,04.



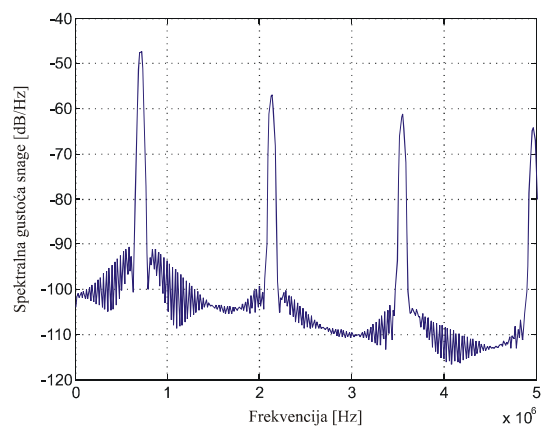
a)



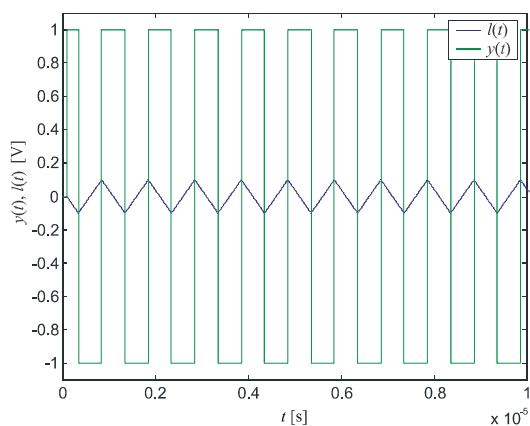
d)



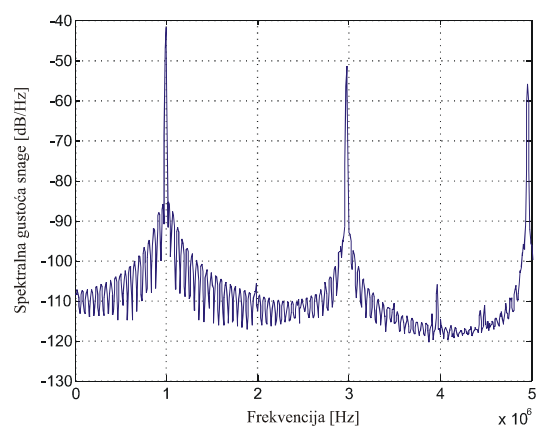
b)



e)



c)

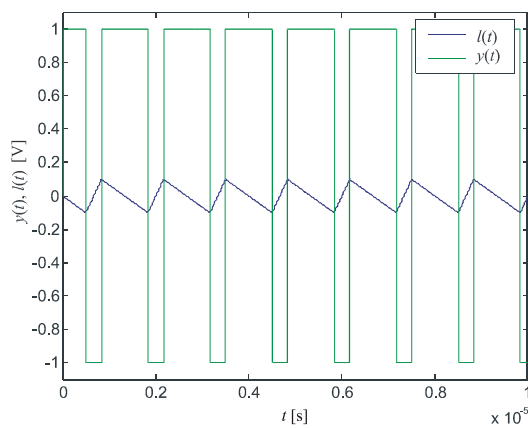


f)

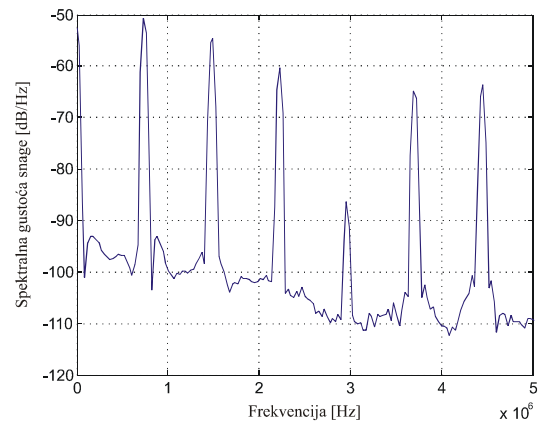
Slika 4.18. Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ kada je $m_{ASD} = 0$ za a) idealni ASD modulator, b) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i c) primjenu metode 2 te spektralna gustoća snage $y(t)$ za d) idealni ASD modulator, e) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i f) primjenu metode 2

Ako se na ulaz modela modulatora s primjenom metode 2 dovede istosmjerni ulazni signal $m_{ASD} = 0$, tada se kao i za slučaj idealnog modela i modela s kašnjenjem dobiva pravokutni izlazni signal odnosa impuls pauza 50%, a njegova frekvencija jednaka je središnjoj frekvenciji idealnog modulatora (slika 4.18 a, b i c). Ista slika (d, e i f) prikazuje i pripadajuće spektre izlaznog signala.

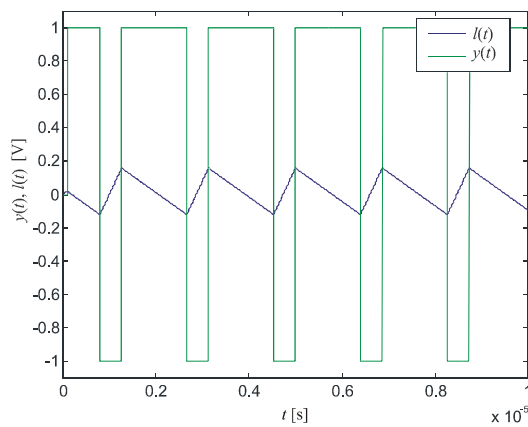
Na slikama u vremenskoj i frekvencijskoj domeni vidi se povećanje frekvencije izlaznog signala primjenom metode 2 u usporedbi s ASD modulatorom s kašnjenjem. U nastavku su prikazani isti valni oblici kada je napon na ulazu $m_{ASD} = 0,5$ odnosno $m_{ASD} = -0,5$.



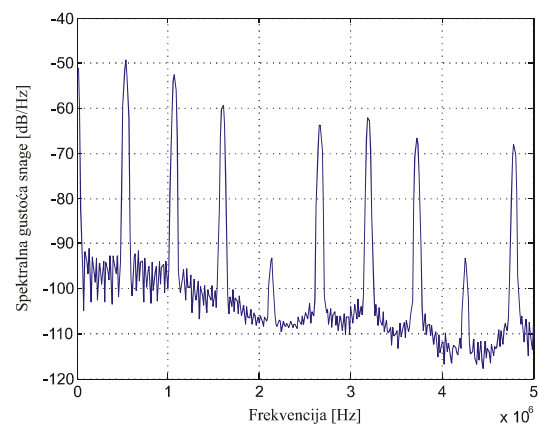
a)



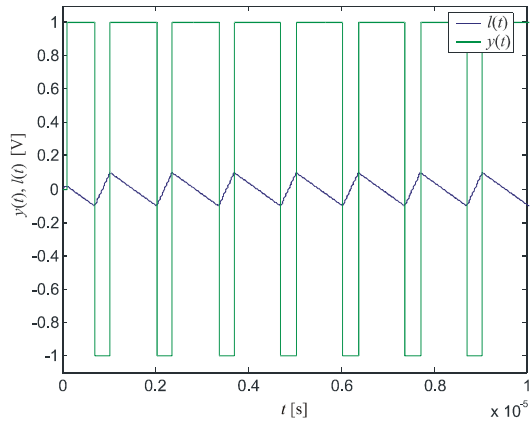
d)



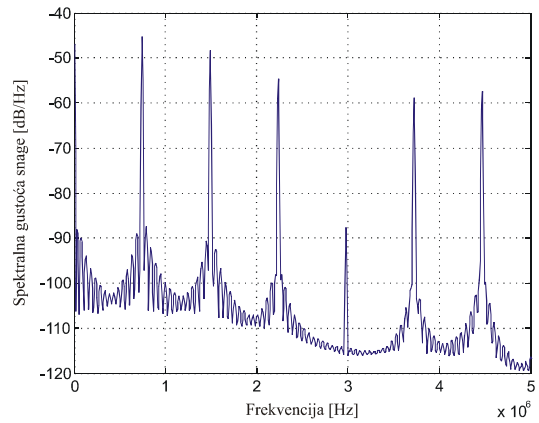
b)



e)

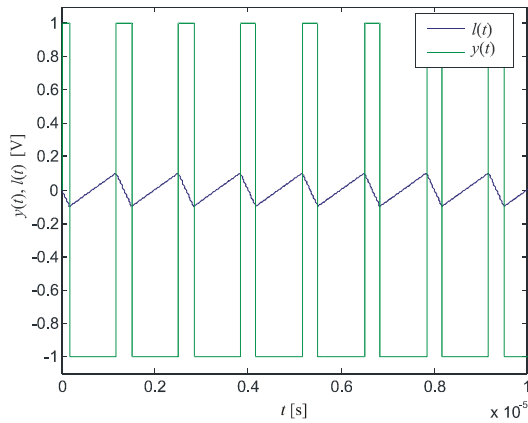


c)

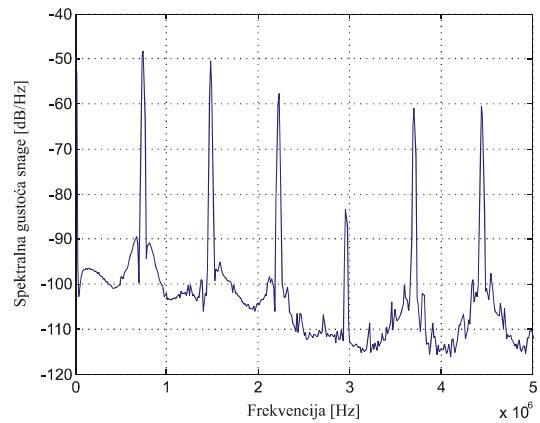


f)

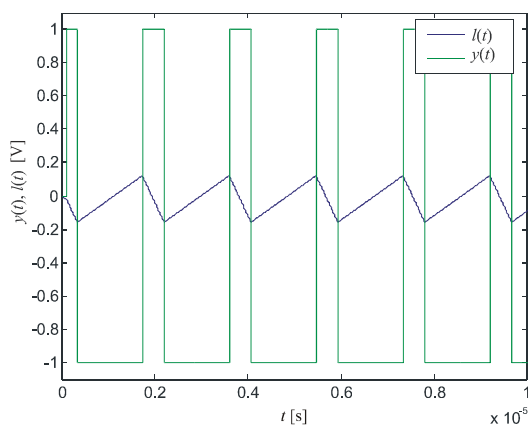
Slika 4.19. Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ kada je $m_{ASD} = 0,5$ za a) idealni ASD modulator, b) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i c) primjenu metode 2 te spektralna gustoća snage $y(t)$ za d) idealni ASD modulator, e) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i f) primjenu metode 2



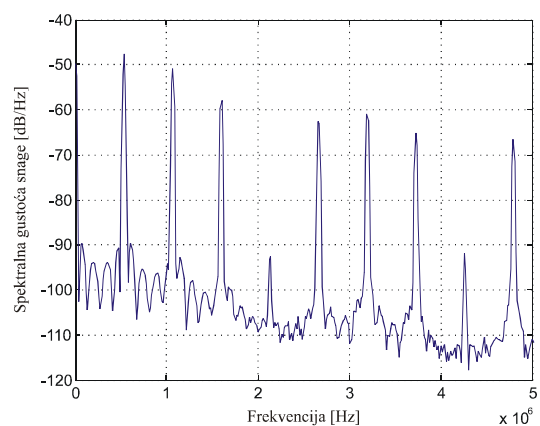
a)



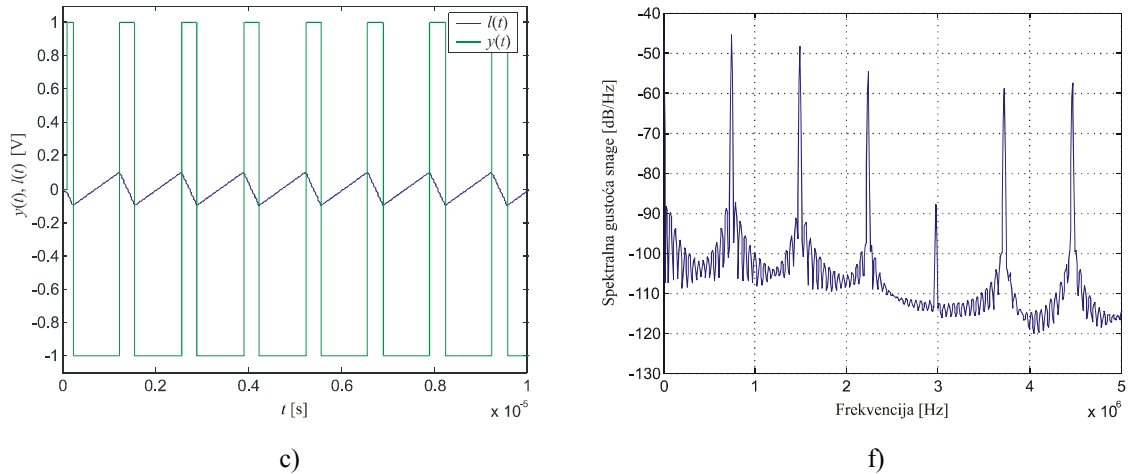
d)



b)



e)



Slika 4.20. Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ kada je $m_{ASD} = -0,5$ za a) idealni ASD modulator, b) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i c) primjenu metode 2 te spektralna gustoća snage $y(t)$ za d) idealni ASD modulator, e) modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns i f) primjenu metode 2

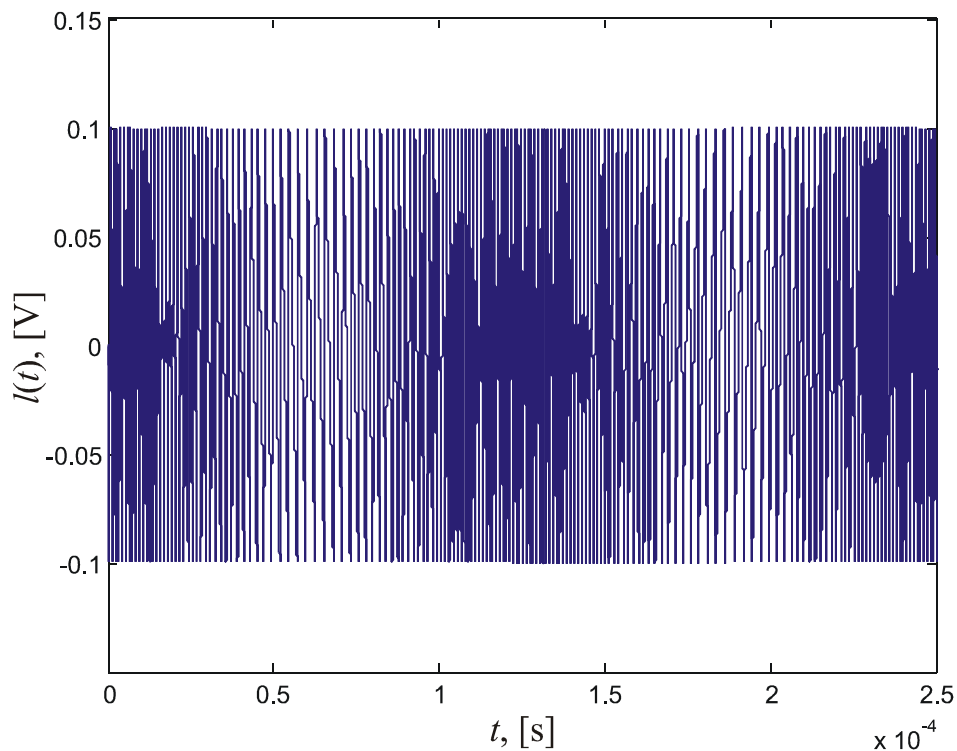
Primjenom metode 2 očigledno se postiže središnja frekvencija jednaka idealnoj. Simulacijom na modelu idealnog ASD modulatora i ASD modulatora uz primjenu metode 2 dobiveni su odnosi impuls-pauza za različite razine istosmjernog signala na ulazu m_{ASD} (tablica 4.3). Iz rezultata simulacije vidljivo je da se ovisnost odnosa impuls-pauza o razini ulaznog signala uz primjenu metode 2 u potpunosti poklapa s rezultatima za idealni modulator.

Tablica 4.III. Odnos impuls pauza u ovisnosti o ulaznom naponu za idealni ASD modulator i modulator s primjenom metode 2

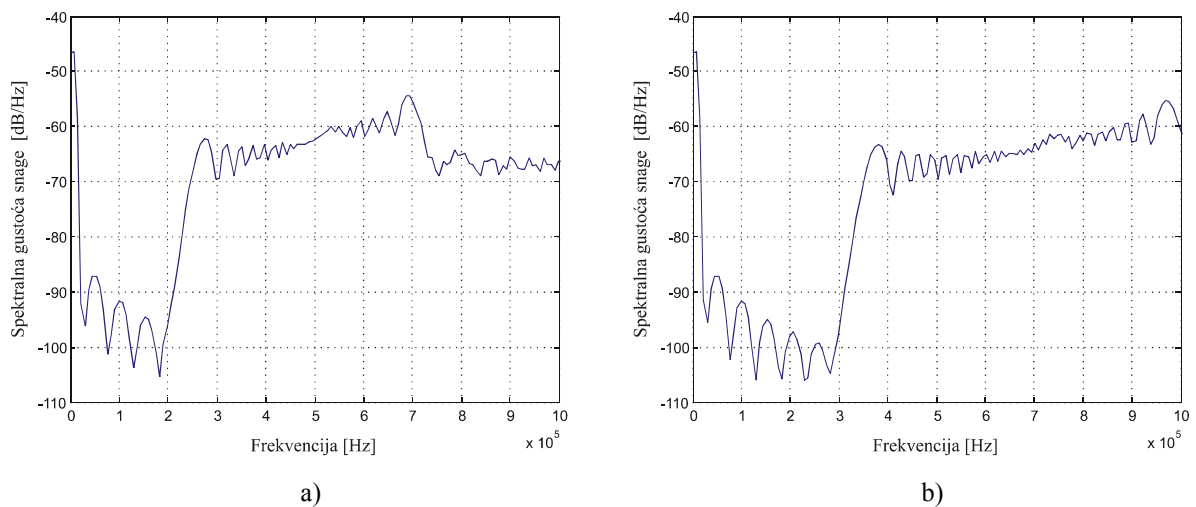
m_{ASD}	α'	α_{m2}'	m_{ASD}	α'	α_{m2}'	m_{ASD}	α'	α_{m2}'
-1	0	0	-0,1	0,45	0,45	0,3	0,575	0,575
-0,95	0,025	0,025	-0,05	0,475	0,475	0,4	0,6	0,6
-0,9	0,05	0,05	-0,01	0,495	0,495	0,5	0,65	0,65
-0,8	0,1	0,1	-0,005	0,4975	0,4975	0,6	0,7	0,7
-0,7	0,15	0,15	-0,001	0,4995	0,4995	0,7	0,75	0,75
-0,6	0,2	0,2	0	0,5	0,5	0,8	0,8	0,8
-0,5	0,25	0,25	0,001	0,5005	0,5005	0,85	0,85	0,85
-0,4	0,3	0,3	0,005	0,5025	0,5025	0,9	0,9	0,9
-0,3	0,35	0,35	0,01	0,505	0,505	0,95	0,95	0,95
-0,2	0,4	0,4	0,05	0,525	0,525	0,98	0,975	0,975
-0,15	0,425	0,425	0,1	0,55	0,55	1	1	1
-1	0	0	-0,1	0,45	0,45	0,3	0,575	0,575
-0,95	0,025	0,025	-0,05	0,475	0,475	0,4	0,6	0,6

Slika 3.32 iz prethodnog poglavlja prikazuje amplitudno modulirani izlazni signal iz integratora $l(t)$ za ulazni signal $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$. Primjenom iste amplitudne modulacije suprotnoga predznaka na napone praga histerize, prema izrazu (3.43) dobiva se

konstantna ovojnica signala $l(t)$ uz iznos jednak naponu praga histereze idealnog ASD modulatora (slika 4.21). Predložena metoda amplitudne modulacije (metoda 2) napona praga histereze u potpunosti uklanja utjecaj kašnjenja komparatora na radne značajke ASD modulatora, što se vidi na slici 4.22 na kojoj su prikazane spektralne gustoće snage za ASD modulator s kašnjenjem i s primjenom metode 2. Spektar izlaznog signala za ASD modulator s primjenom metode 2 u potpunosti se podudara sa spektrom izlaznog signala idealnog modulatora prikazanim na slici 4.7.



Slika 4.21. Izlazni signal iz integratora $l(t)$ uz primjenu metode 2

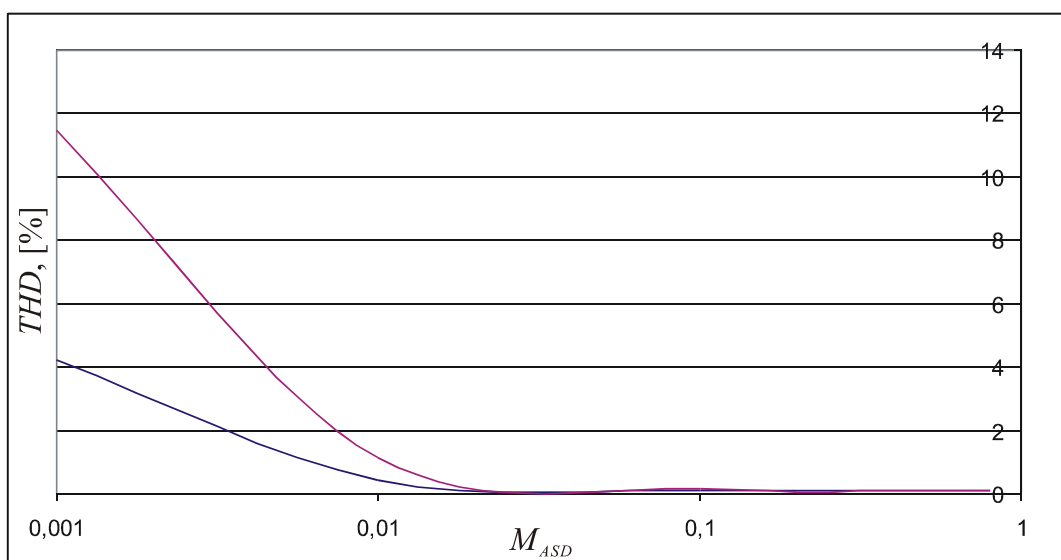


Slika 4.22. Spektar signala $y(t)$ za $m_{ASD}(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ ASD modulatora a) s kašnjenjem i b) s metodom 2

Napon doveden na ulaz ASD modulatora je sinusnog valnog oblika i amplitude $M_{ASD} = 0,8$. Prema slici 4.22, amplituda od 0,8 ne izaziva nelinearno izobličenje kao što je to slučaj kod metode 1. Ukupno harmonijsko izobličenje demoduliranog signala $x'(t)$ za metodu 2 prikazano je u tablici 4.4. Za usporedbu je prikazano i ukupno harmonijsko izobličenje $x'(t)$ za idealni ASD modulator i ASD modulator s kašnjenjem. Ukupno harmonijsko izobličenje se prema rezultatima simulacije u potpunosti podudara kod idealnog ASD modulatora i ASD modulatora uz primjenu metode 2. Grafički prikaz ovisnosti THD -a o amplitudi ulaznog signala prikazan je na slici 4.23. Plavom bojom prikazano je izobličenje za idealni modulator i modulator sa metodom 2, dok je ljubičastom bojom prikazano izobličenje za ASD modulator s kašnjenjem od 100 ns.

Tablica 4.IV. THD idealnog ASD modulatora i modulatora uz primjenu metode 2

M_{ASD}	THD ideal	THD met2	THD real
0,8	0,095	0,095	0,1
0,7	0,094	0,094	0,99
0,5	0,094	0,094	0,98
0,1	0,1	0,1	0,15
0,01	0,43	0,43	1,15
0,001	4,2	4,2	11,5



Slika 4.23. Ukupno harmonijsko izobličenje za idealni ASD modulator (plava boja), ASD modulator s primjenom metode 2 (plava boja) i ASD modulator s kašnjenjem $t_k = 100$ ns (ljubičasta boja)

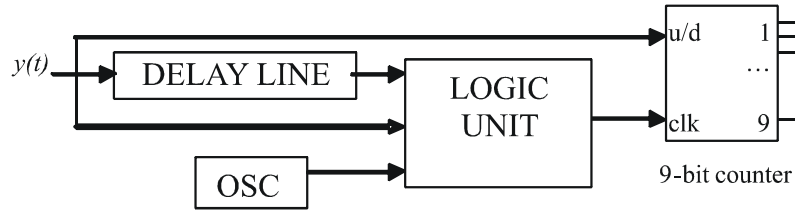
4.4. Rezultati simulacije modela sinkronog PCM A/D pretvornika izvedenog pomoću ASD modulatora

Osnovni sklop A/D pretvornika izvedenog pomoću ASD modulatora, vremensko-digitalni pretvornik (TDC) sastoji se od linije kašnjenja (eng. *delay line* – *DL*), logičke jedinice (eng. *logic unit* – *LU*), m -bitnog brojila (eng. *counter* – *COUNT*) i lokalnog oscilatora (*OSC*) koji daje takt za brojilo (slika 4.24). Ulazni signal u TDC je impulsni niz ASD modulatora $y(t)$. Impulsni niz se dovodi na liniju za kašnjenje čija ukupna duljina kašnjenja iznosi 2^m perioda lokalnog oscilatora. Signal se na izlazu linije za kašnjenje pojavljuje nakon 2^m taktova i u tom se vremenu TDC inicijalizira na neku početnu vrijednost. U tom vremenu *LU* daje signal brojilu da broji „prema gore“ kada se na ulazu *DL*-a pojavi logička jedinica na rastući brid takta lokalnog oscilatora. Nakon isteka vremena inicijalizacije, *LU* uspoređuje ulaz i izlaz linije za kašnjenje i u ovisnosti o ulaznom i izlaznom signalu na rastući brid mijenja stanje brojila prema tablici 4.V.

Tablica 4.V. Izlaz iz logičke jedinice u ovisnosti o stanju na ulazu i izlazu iz linije za kašnjenje

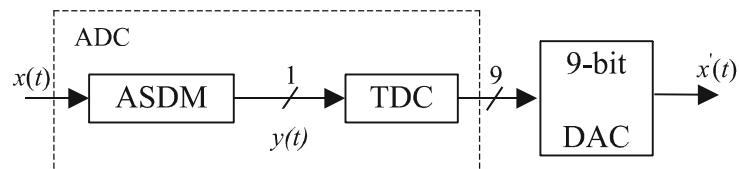
<i>DL</i> ulaz	<i>DL</i> izlaz	<i>LU</i> izlaz	
		Broji	Gore/Dolje
1	1	NE	-
1	0	DA	Gore
0	1	DA	Dolje
0	0	NE	-

Za postupak sinkrone A/D pretvorbe uveden je takt koji nije prisutan u postupku asinkrone sigma-delta modulacije. Takt lokalnog oscilatora treba odabrati tako da njegova frekvencija bude reda veličine središnje frekvencije ASD modulatora, ali nešto veća od nje da bi se pogreška kvantizacije svela na što manju vrijednost i da bi se izbjegao utjecaj spektralnog preklapanja (engl. *Aliasing*) u osnovnom pojasu. Ukoliko je *DL* sastavljena od analognih elemenata za kašnjenje s jediničnim kašnjenjem jednakim ΔT , tada je za lokalni oscilator najpogodnija izvedba s jediničnim invertorom u povratnoj vezi pri čemu takav oscilator ima period osciliranja $T_{OSC}=2\Delta T$. U tom slučaju, *DL* se mora sastojati od $2 \cdot 2^m$ elemenata za kašnjenje, što odgovara ukupnom kašnjenju $T_{DL} = 2 \cdot 2^m \cdot \Delta T$.

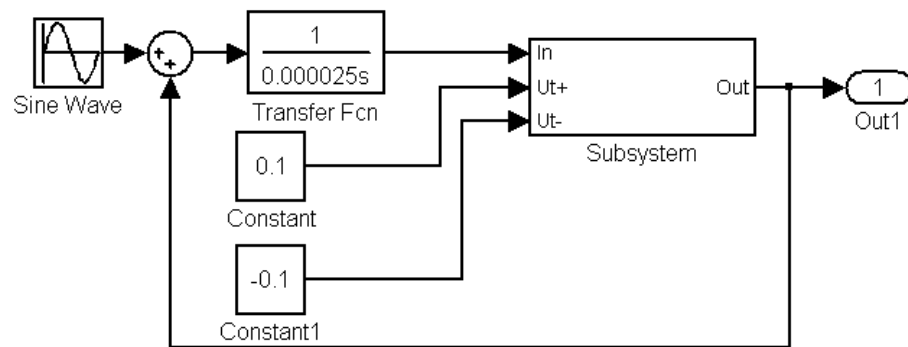


Slika 4.24. Vremensko-digitalni pretvornik (TDC)

Opisani vremensko-digitalni pretvornik na izlazu daje sinkronu m -bitovnu riječ prikladnu za daljnju digitalnu obradbu signala. Dodavanjem m -bitovnog D/A pretvornika (slika 4.25) na izlazu A/D pretvornika dobiva se demodulirani ulazni analogni signal, pa se TDC može promatrati i kao digitalni filtar za ASD modulirani signal.



Slika 4.25. Asinkroni sigma-delta A/D pretvornik s D/A pretvornikom kao digitalnim demodulatorom

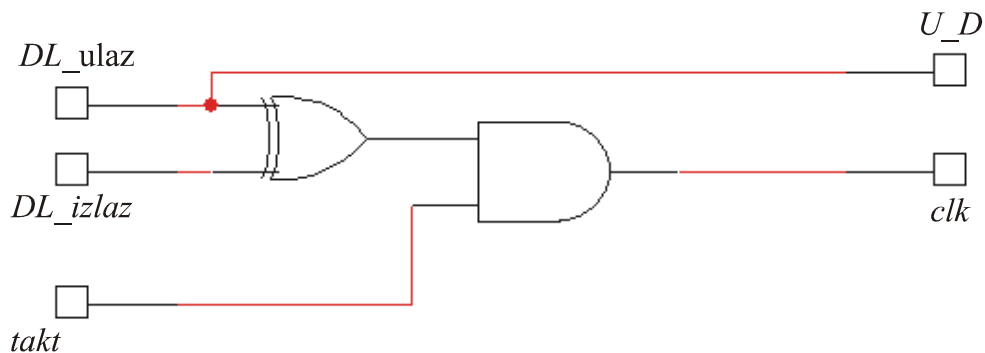


Slika 4.26. MATLAB Simulink model ASD modulatora

Asinkroni sigma-delta modulator implementiran je prema shemi na slici 4.26. Linearni filtar $L(s)$ je integrator prijenosne karakteristike definirane izrazom (2.12) s vremenskom konstantom T_p . Nelinearni element $N(s)$ je model Schmittovog okidnog sklopa s mogućnošću podešavanja relativnog napona praga okidanja h . Za osnovni pojas od 4 kHz odabrane su vrijednosti vremenske konstante integratora T_p i relativnog napona okidanja Schmittovog sklopa h , takve da se dobije središnja frekvencija modulatora f_C jednaka 1 MHz, što je

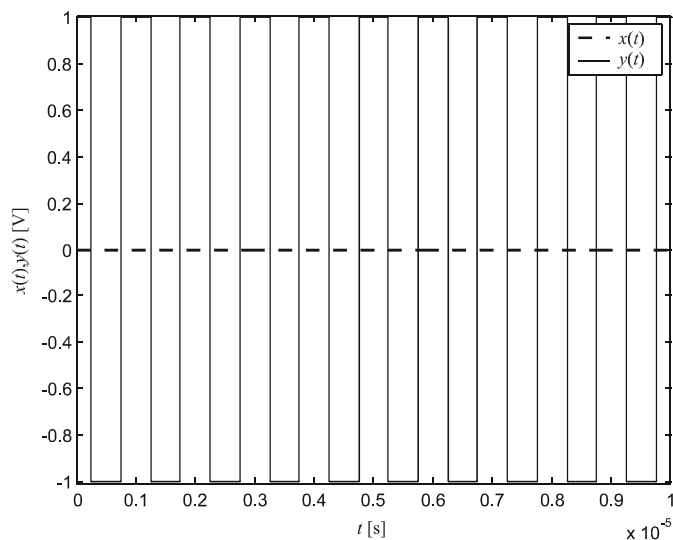
dovoljno visoka frekvencija za filtriranje viših harmonika. Prema izrazu (2.14) vremenska konstanta integratora $T_p = 25 \mu s$ i relativni napon praga okidanja $h = 0,1$ daju središnju frekvenciju ASD modulatora jednaku $f_C = 1 \text{ MHz}$.

Linija za kašnjenje vremensko-digitalnog pretvornika sastoji se od serijskog spoja standardnih cjelobrojnih jediničnih elemenata kašnjenja (kašnjenja ΔT) raspoloživih u Simulink-u. DL se sastoji od 1024 jedinična elementa za kašnjenje ($T_{DL} = 2 \cdot 2^m \cdot \Delta T$), što odgovara 9-bitnoj razlučivosti A/D pretvornika. Lokalni oscilator sastoji se od invertora i jediničnog kašnjenja s povratnom vezom te osigurava takt kojim će se provoditi A/D pretvorba s periodom $T_{OSC} = 2\Delta T$. LU (slika 4.27) sastoji se od logičkih funkcija „EX-OR“ i „AND“. Prema tablici 4.V, LU upravlja brojiлом na rastući brid takta lokalnog oscilatora.



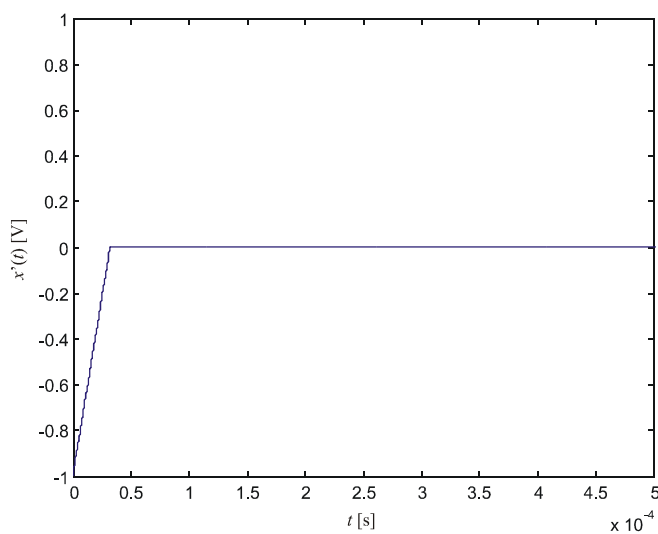
Slika 4.27. Logička jedinica TDC pretvornika

Ulazne varijable logičke jedinice su ulaz i izlaz DL -a te takt lokalnog oscilatora. Izlazne varijable su logički signal za smjer brojanja "gore-dolje" (U_D) i takt brojila (clk). Izlaz U_D jednak je DL ulazu pa logička jedinica na ulazu omogućuje brojilu da broji prema gore, a logička nula da broji prema dolje. To vrijedi sve dok ulazi DL_ulaz i DL_izlaz nemaju ista logička stanja kada "EX-OR" funkcija generira logičku nulu koja će blokirati takt brojila, odnosno clk postaviti u logičku nulu. U tom slučaju brojilo ne broji. Za potrebe simulacije izvedeno je 9-bitno brojilo pomoću logičkih funkcija i JK -bistabila sa mogućnošću dvosmjernog sinkronog brojanja, te 9-bitni D/A pretvornik za digitalnu demodulaciju ASD signala. Za napon $x(t) = 0 \text{ V}$ na ulazu u ASD modulator na izlazu se pojavljuje pravokutni signal $y(t)$ s odnosom impuls-pauza jednakim 50 % (slika 4.28). Kao što je vidljivo, frekvencija izlaznog signala iznosi $f_C = 1 \text{ MHz}$.



Slika 4.28. Izlaz iz ASD modulatora za $x(t) = 0$ V

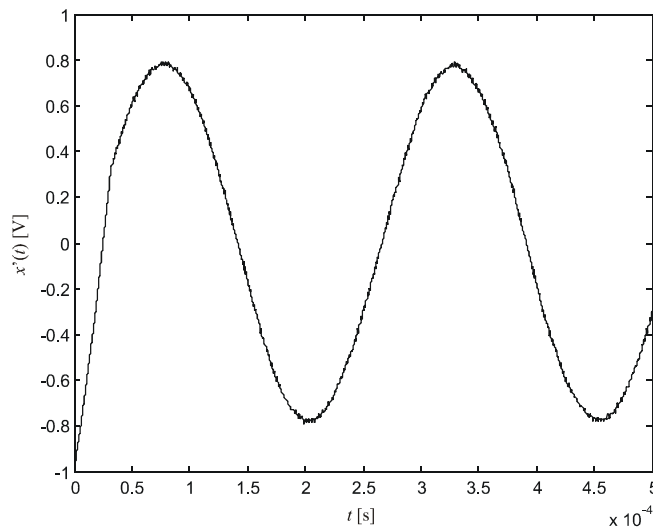
Izlazni signal iz ASD modulatora dovodi se na TDC. Impulsni niz ulazi u *DL* i tijekom vremena inicijalizacije linija za kašnjenje se puni. Logička jedinica za svaki impuls na ulazu u *DL* na rastući brid takta daje signal brojilu da broji prema gore. Na taj način, na kraju vremena inicijalizacije, brojilo će na izlazu dati 9-bitnu riječ koja će sadržavati informaciju o broju impulsa unutar linije za kašnjenje. Za istosmjerni signal na ulazu u ASD modulator $x(t) = 0$, nakon isteka vremena inicijalizacije na izlazu A/D pretvornika pojavit će se binarni zapis broja 256 u obliku 9-bitne riječi, koji sadrži informaciju o broju logičkih jedinica unutar linije za kašnjenje. Nakon D/A pretvorbe digitalnog broja, dobiva se izlazni analogni signal $x'(t) = 0$ (slika 4.29).



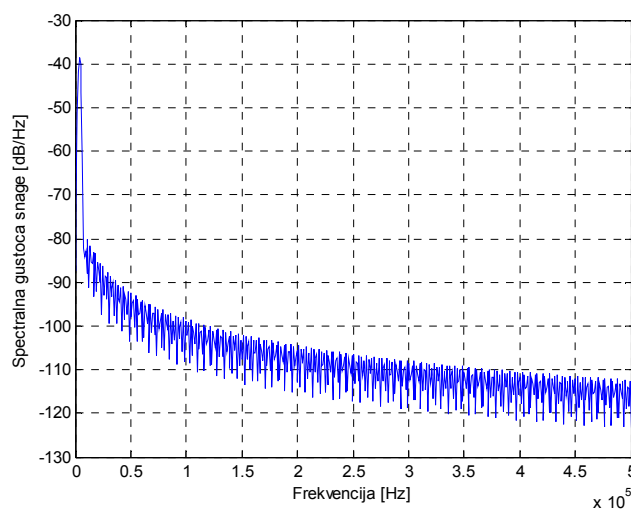
Slika 4.29. Demodulirani signal $x'(t)$ A/D pretvornika za $x(t) = 0$

Na slici 4.29 je vidljivo da izlazni signal $x'(t)$ kontinuirano raste tijekom vremena inicijalizacije, nakon čega se ustaljuje na srednjoj vrijednosti broja logičkih jedinica unutar linije za kašnjenje. Iz dijagrama se vidi da ukupno kašnjenje DL iznosi $3.2 \cdot 10^{-5}$ s, što znači da jedinično kašnjenje iznosi $3.125 \cdot 10^{-8}$ s.

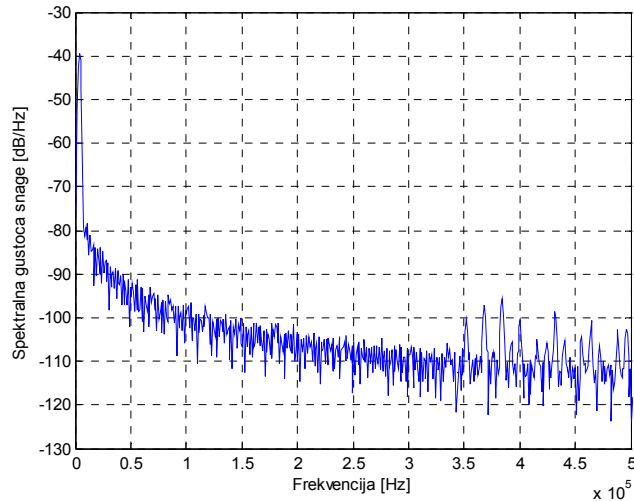
Za slučaj sinusnog signala $x(t) = X_m \sin(\omega_m t)$ na ulazu u A/D pretvornik, na izlazu D/A pretvornika dobiva se analogni signal $x'(t)$ istog valnog oblika i amplitude proporcionalne amplitudi ulaznog signala. Kao i za $x(t) = 0$, tijekom vremena inicijalizacije brojilo može brojati samo prema gore, ovisno o širini impulsa na ulazu u DL. Tek nakon isteka vremena inicijalizacije, TDC provodi A/D pretvorbu ulaznog signala, a D/A pretvornik digitalnu demodulaciju (slika 4.30). Spektar ulaznog i izlaznog signala A/D pretvornika $x(t)$ i $x'(t)$ prikazani su na slici 4.31.



Slika 4.30. Demodulirani signal $x'(t)$ A/D pretvornika za $x(t) = 0.8 \sin(2\pi 4000t)$



a)



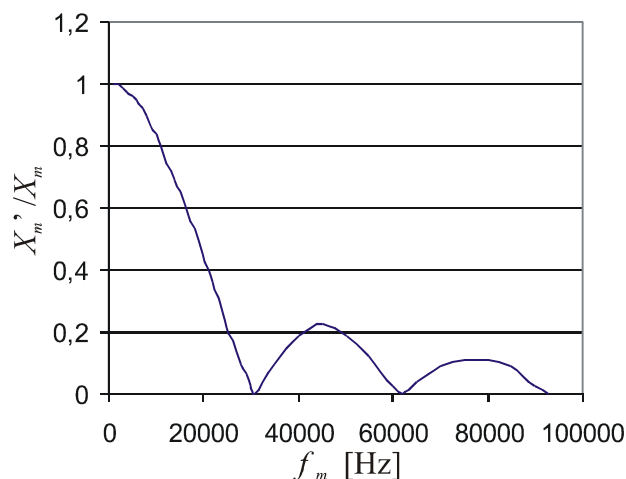
b)

Slika 4.31. Spektralna gustoća snage a) $x(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ b) $x'(t)$ za $x(t) = 0,8\sin(2\pi 4000t)$

Amplitudno-frekvencijska karakteristika digitalnog filtra dobivena je mjerenjem amplitude izlaznog signala X_m' za različite frekvencije sinusnog signala $x(t) = 0,8\sin(2\pi f_m t)$ na ulazu u ASD modulator (tablica 4.VI). Vidljivo je da se na frekvenciji jednakoj recipročnoj vrijednosti ukupnog kašnjenja DL i njezinim višekratnicima pojavljuju nule na amplitudno-frekvencijskoj karakteristici (slika 4.32). Amplituda izlaznog signala X_m' opada sa frekvencijom ulaznog signala.

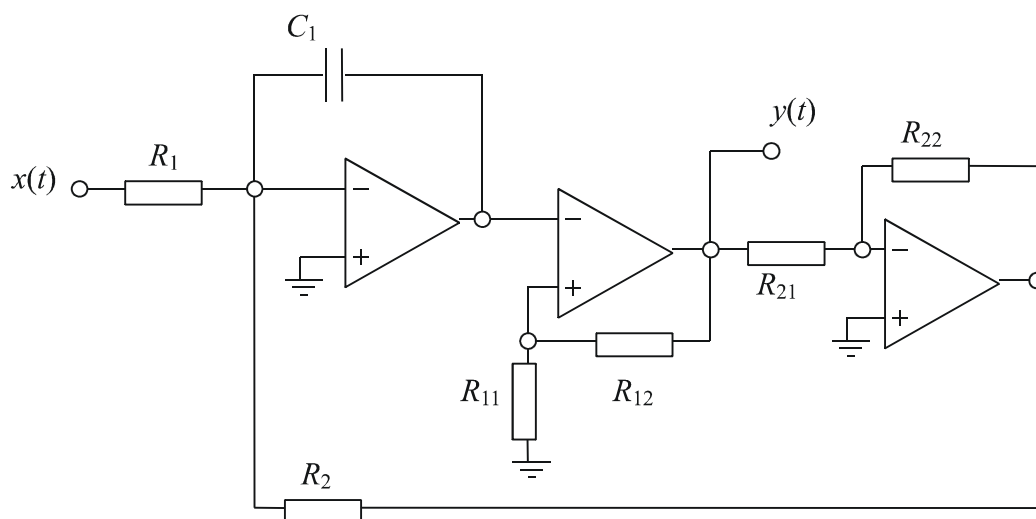
Tablica 4.VI. Amplitudno frekvencijska ovisnost demoduliranog signala $x'(t)$

f_m	X_m'	f_m	X_m'	f_m	X_m'
1000	0,8	16000	0,49	31000	0,001
2000	0,8	17000	0,46	35000	0,08
3000	0,79	18000	0,43	40000	0,15
4000	0,78	19000	0,4	45000	0,18
5000	0,77	20000	0,36	50000	0,15
6000	0,76	21000	0,32	55000	0,1
7000	0,74	22000	0,29	60000	0,02
8000	0,72	23000	0,25	62000	0,001
9000	0,69	24000	0,21	65000	0,03
10000	0,67	25000	0,17	70000	0,07
11000	0,64	26000	0,14	75000	0,09
12000	0,61	27000	0,11	80000	0,09
13000	0,58	28000	0,08	85000	0,07
14000	0,55	29000	0,05	90000	0,02
15000	0,52	30000	0,02	93000	0,001



Slika 4.32. Amplitudno-frekvencijska karakteristika digitalnog filtra

4.5. Rezultati simulacije primjene ASD modulatora kod pojačala snage D klase



Slika 4.33. Izvedba ASD modulatora prvog reda za primjenu u pojačalu snage D klase

Simulacija rada pojačala snage D klase provedena je u simulacijskom alatu Multisim Analog Edition koji sadrži veliku bazu brzih operacijskih pojačala. Za potrebe simulacije korišten je model operacijskog pojačala AD8009 koje ima brzinu porasta izlaznog signala od $5.500 \text{ V}/\mu\text{s}$. Na ulazu u pojačalo nalazi se ASD modulator prvog reda (slika 4.33). Integrator u osnovnoj grani ASD modulatora, izveden kao zbrajalo s kondenzatorom u povratnoj vezi, istodobno oduzima izlazni ASD signal $y(t)$ od ulaznog signala $x(t)$ te integrira dobivenu razliku. Prijenosna funkcija integratora je jednaka prijenosnoj funkciji u izrazu (2.12).

Vremenska konstanta integracije definirana je iznosom kondenzatora u povratnoj vezi C_1 i iznosom otpora R_1 na ulazu modulatora, koji mora biti jednak otporu u povratnoj vezi ($R_1 = R_2$). Na taj način dolazi se do konstante integracije:

$$T_p = R_1 \cdot C_1 \quad (4.1)$$

Naponi okidanja Schmittovog okidnog sklopa $+U_h$ i $-U_h$ definirani su otporima R_{11} i R_{12} te naponom napajanja $\pm V_{CC}$:

$$\begin{aligned} +U_h &= V_{CC} \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}}, \\ -U_h &= -V_{CC} \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}}. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Normiranjem napona okidanja na napon napajanja V_{CC} , dolazi se do:

$$h = \pm \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}}. \quad (4.3)$$

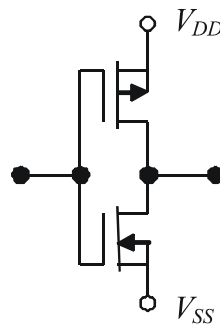
Izlazni signal iz modulatora može poprimiti vrijednosti napona napajanja $\pm V_{CC}$, gdje se za $+V_{CC}$ na izlazu pojavljuje impuls, a za $-V_{CC}$ pauza. Frekvencija izlaznih impulsa i odnos impuls-pauza sadržavaju informaciju o amplitudi ulaznog analognog signala, kako je opisano u poglavlju 3.

Impulsni niz dobiven asinkronom sigma-delta modulacijom dovodi se na izlazni stupanj (slika 4.34), koji je spojen na isti napon kao i operacijska pojačala ASD modulatora (ali može biti spojen i na viši napon). Izlazni signal iz izlaznog stupnja nešto je veći (oko 20 %) od izlaznog signala ASD modulatora, zbog toga što ASD modulator na izlazu ima manju vrijednost od napona napajanja ($V_{CC} = 6 \text{ V}$, $U_Y = 5 \text{ V}$).

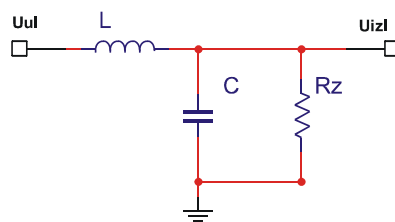
Niz impulsa sa izlaznog stupnja dovodi se na nisko-propusni LC -filtar, gdje je R_z otpor zvučnika (slika 4.35). Prijenosna karakteristika filtra opisana je izrazom:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s \frac{1}{R_z C} + \frac{1}{LC}} = \frac{K}{s^2 + s \cdot \frac{\omega_g}{Q} + \omega_g^2}, \quad (4.4)$$

gdje je Q faktor dobrote, K konstanta i ω_g granična kružna frekvencija u rad/s. Korišteni LC -član je filter drugog reda s prigušenjem iznad granične frekvencije u iznosu od 40 dB/dekadi.



Slika 4.34. Izlazni stupanj pojačala snage D klase



Slika 4.35. LC-filtar na izlazu pojačala snage D klase

Parametri LC -filtra moraju biti odabrani tako da gornja granična frekvencija filtra bude viša od najviše frekvencije ulaznog signala. Budući je pojačalo modelirano tako da na ulazu prihvaća frekvencije do 4 kHz, odabrana je granična frekvencija $\omega_g = 2\pi \cdot 10$ kHz koja osigurava da nema gušenja u osnovnom pojasu. Nadalje, iz izraza (4.4) proizlazi da je:

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi \cdot 10 \text{ kHz} = 62800 \text{ rad/s}. \quad (4.5)$$

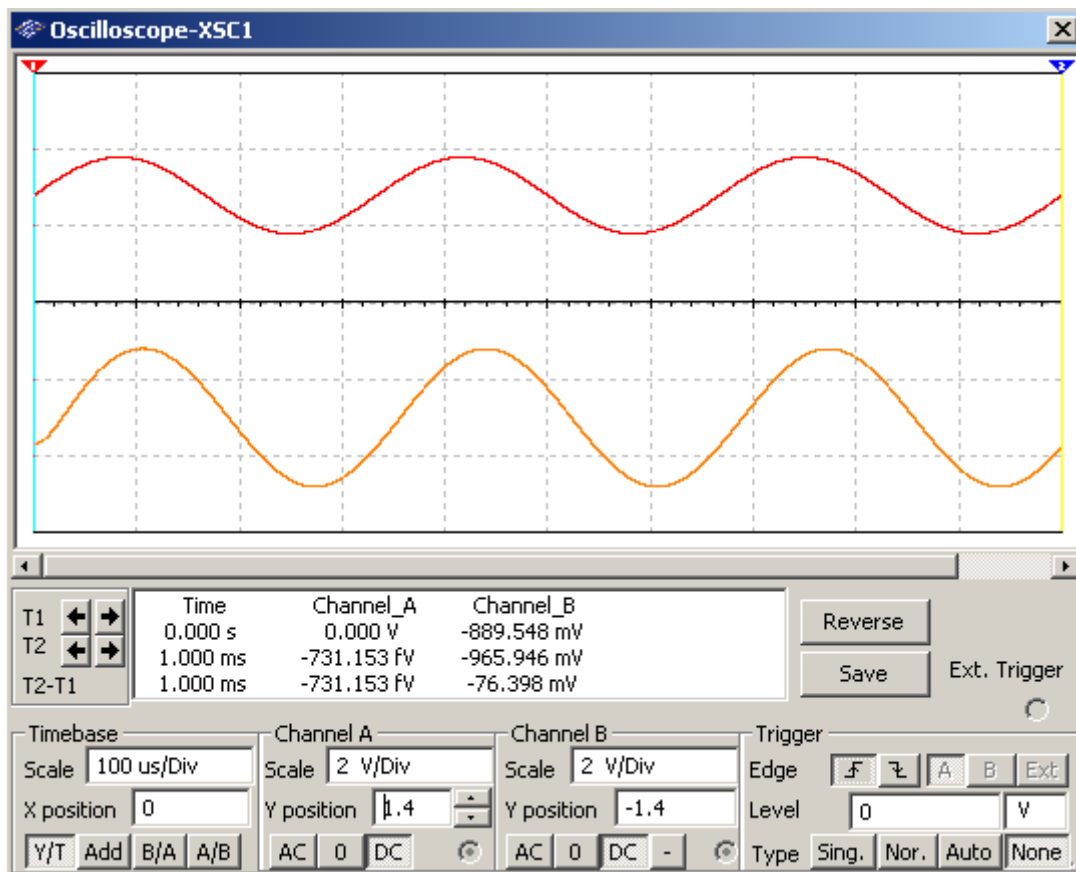
Kod odabira parametara filtra, posebno treba voditi računa o faktoru dobrote Q :

$$Q = R_Z \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (4.6)$$

Amplitudno-frekvencijska karakteristika je optimalna za $Q = 0,707$, jer na graničnoj frekvenciji nema izraženo pojačanje (nema prebačaja), niti ima prigušenja. Uzimajući u obzir iznos optimalnog Q i izraz (4.5), potrebno je odrediti parametre filtra koji će propuštati osnovni pojas ispod 10 kHz i prigušivati više spektralne komponente. Za zvučnik otpora $R_Z = 16 \Omega$, proizlazi da treba odabrati:

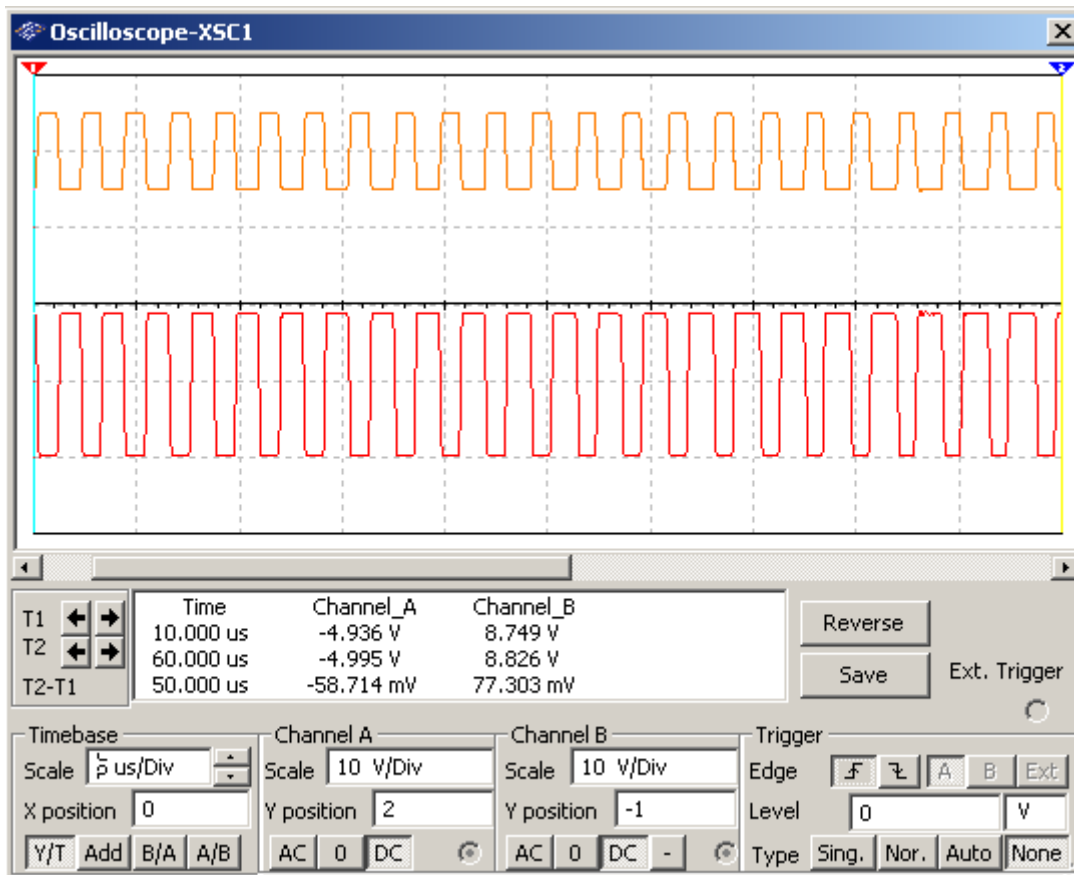
$$C = \frac{1}{\omega_g R_Z \sqrt{2}} = 0,706 \cdot 10^{-6} \text{ F}, \quad (4.7)$$

$$L = \frac{R_Z \sqrt{2}}{\omega_g} = 0,358 \cdot 10^{-3} \text{ H}. \quad (4.8)$$



Slika 4.36. Valni oblik ulaznog i izlaznog napona pojačala snage klase-D

Slika 4.36 prikazuje rezultate simulacije ulaznog i izlaznog napona pojačala snage D klase za ulazni signal valnog oblika $x(t) = \sin(2\pi 4000t)$ V. Amplituda izlaznog signala veća je od amplitude ulaznog signala za odabrani faktor naponskog pojačanja $V_{DD}/V_{CC} = 2$.



Slika 4.37. Izlazni napon iz ASD modulatora i izlaznog stupnja pojačala snage

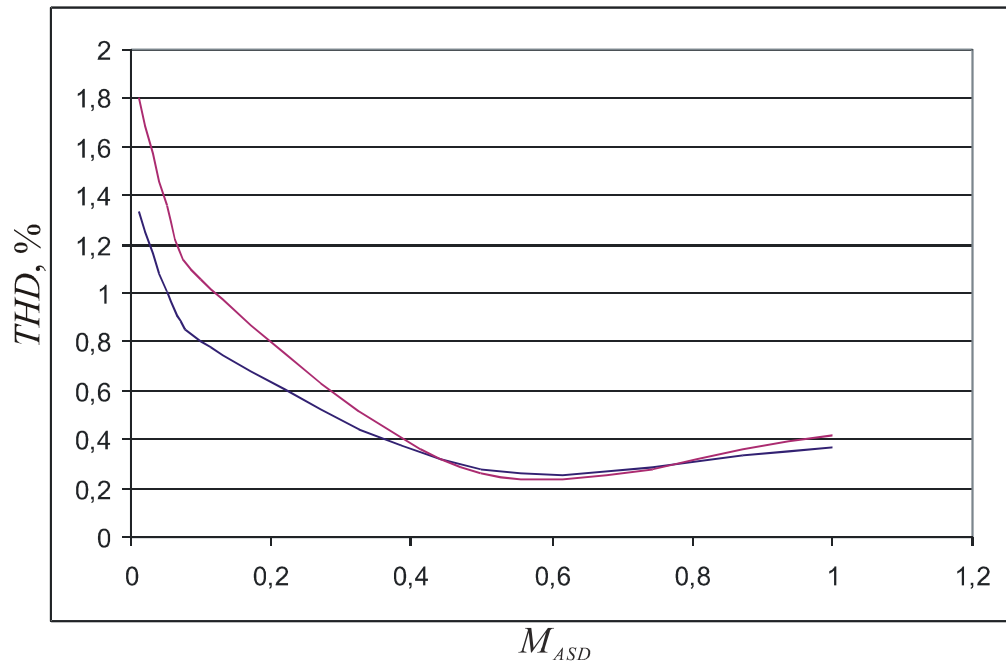
Valni oblici napona na izlazu iz modulatora i izlaznog stupnja pojačala za isti signal na ulazu prikazani su na slici 4.37. Vidljivo je da je i napon na izlazu izlaznog stupnja dva puta veći od napona na izlazu iz modulatora.

Primjena metode 2 na ASD modulator u pojačalu snage D klase ima svrhu smanjenja ukupnog harmonijskog izobličenja demoduliranog signala na izlazu iz pojačala. Smanjenje izobličenja posljedica je pomicanja svih viših harmonika dalje od osnovnog spektra. Na simulacijskom modelu pojačala snage D klase provedena su mjerenja ukupnog harmonijskog izobličenja demoduliranog signala pojačala za ASD modulator bez primjene metode 2 i uz primjenu metode 2. Iz rezultata simulacije vidljivo je da metoda 2 smanjuje *THD* izlaznog signala pojačala snage D klase.

Simulacija ukupnog harmonijskog izobličenja izlaznog signala pojačala snage D klase provedena je za različite vrijednosti amplituda ulaznog sinusnog signala $x(t)$ frekvencije 2 kHz. Rezultati su prikazani u tablici 4.VII. Grafički prikaz ovisnosti ukupnog harmonijskog izobličenja pojačala snage nalazi se na slici 4.38.

Tablica 4.VII. Simulacija THD -a za sinusni ulazni signal frekvencije $f_m = 2$ kHz

X_M, V	$TDH_{M2}, \%$	$TDH, \%$
1	0,37	0,42
0,5	0,28	0,26
0,1	0,8	1,06
0,05	1,01	1,36
0,01	1,34	1,8



Slika 4.38. Ukupno harmonijsko izobličenje za pojačalo snage D klase bez primjene metode 2 (plava boja) i uz primjenu metode 2 (ljubičasta boja)

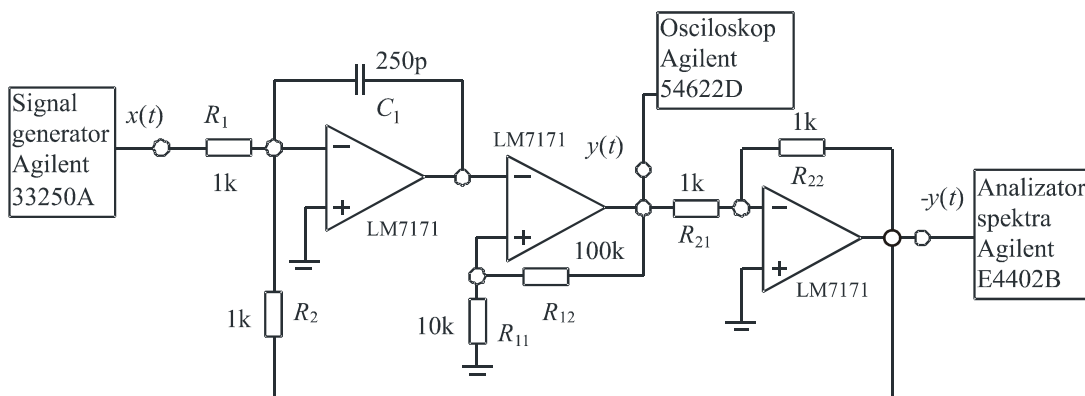
5. Rezultati laboratorijskih mjerenja

Laboratorijska mjerenja su provedena na laboratorijskom modelu ASD modulatora i na laboratorijskom modelu pojačala snage D klase u izvedbi s ASD modulatorom. Mjerenjima na laboratorijskom modelu ASD modulatora cilj je pokazati utjecaj vremena kašnjenja na spektralni sadržaj viših harmonika izlaznog signala ASD modulatora i vrednovati metode za smanjenje utjecaja kašnjenja.

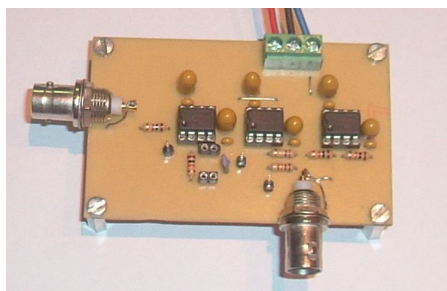
Na laboratorijskom modelu pojačala snage D klase, primijenjen je ASD modulator sa i bez upotrebe metode 2 da bi se vidjelo smanjenje ukupnog harmonijskog izobličenja koje se postiže primjenom modulacije napona praga histereze.

5.1. Rezultati mjerenja na laboratorijskom modelu ASD modulatora

Na laboratorijskom modelu ASD modulatora provedena su mjerenja utjecaja kašnjenja komparatora s histerezom na središnju frekvenciju ASD modulatora (slika 5.1). Na istom su modulatoru provedena mjerenja za ispitivanje metode 1, a za izradu pojačala snage D klase i za ispitivanje metode 2 korišten je modificirani laboratorijski model ASD modulatora (slika 5.2).

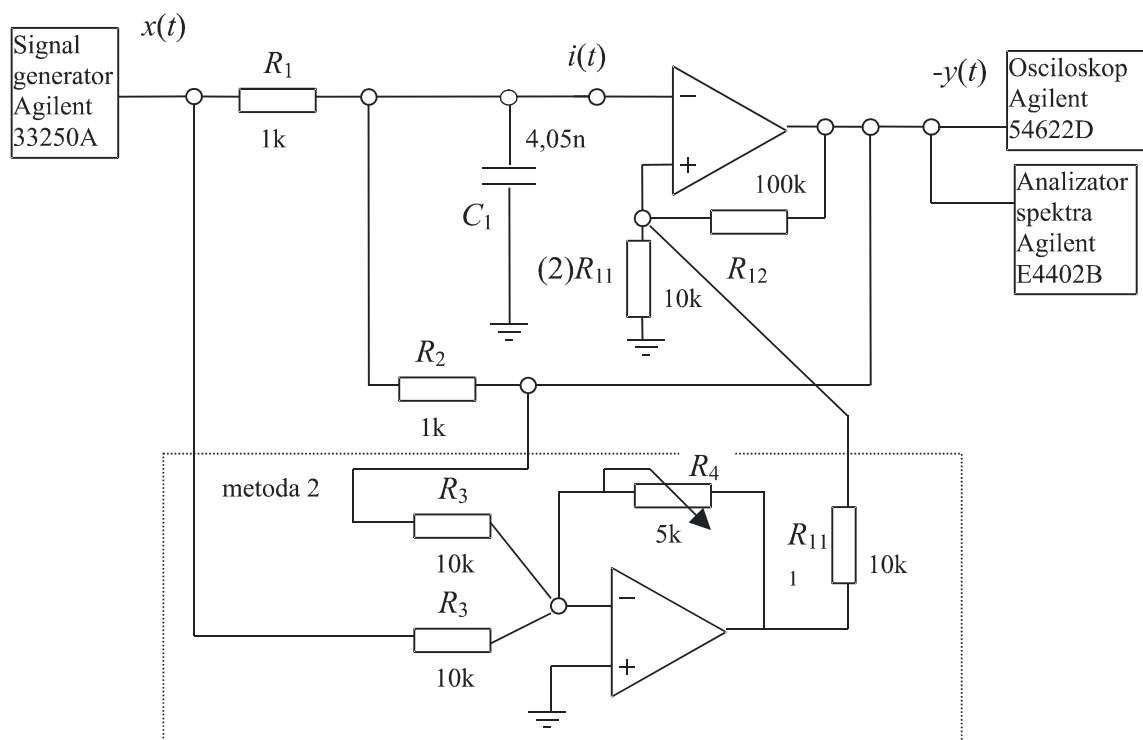


a)



b)

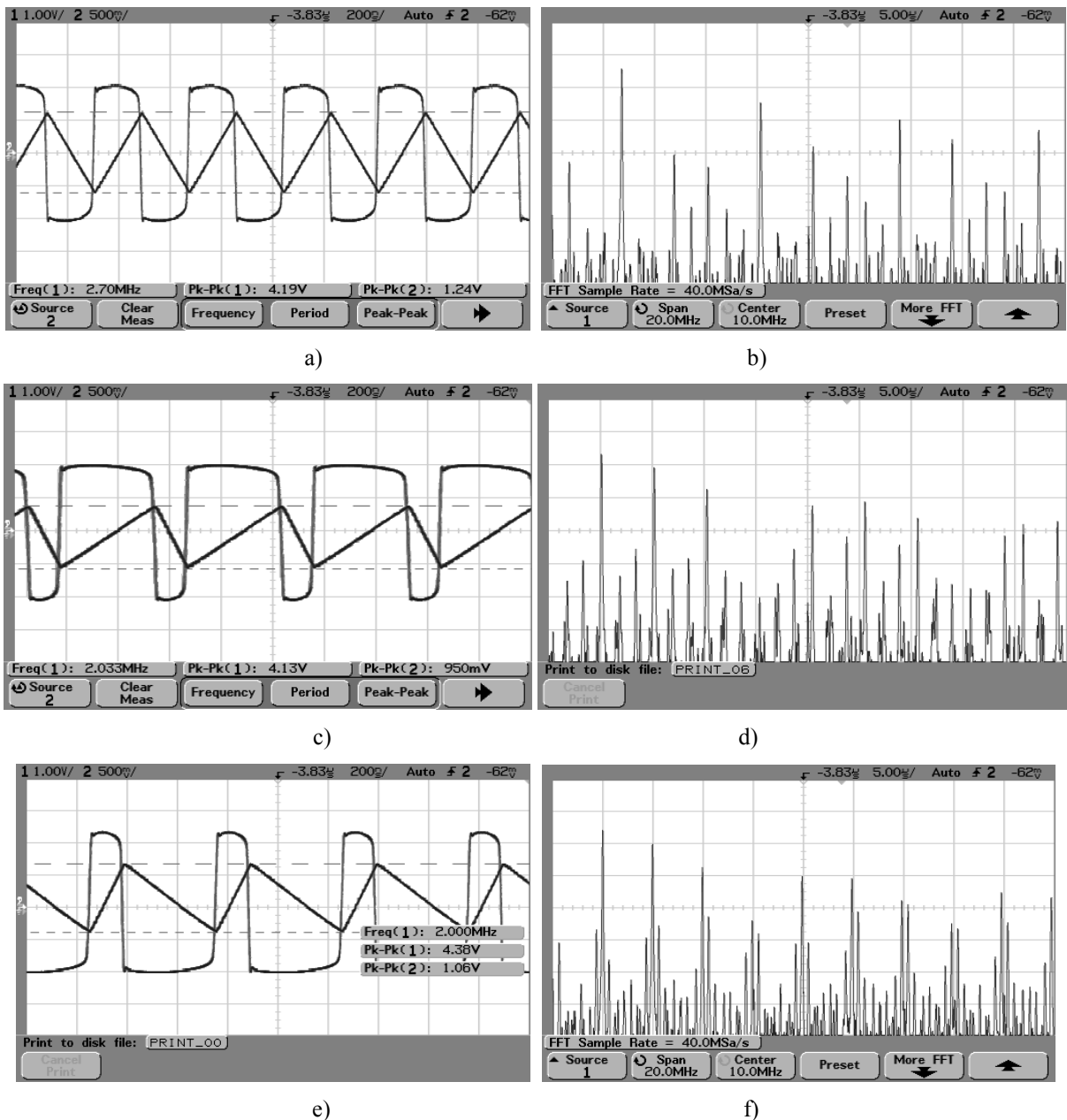
Slika 5.1. Laboratorijski model ASD modulatora a) u mjernom sustavu i b) na fotografiji



Slika 5.2. ASD modulator za primjenu u pojačalu snage klase-D

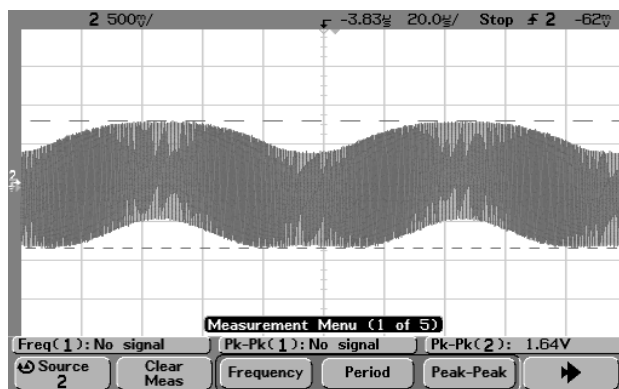
5.1.1. Rezultati mjerenja utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora

Za provedbu mjerenja utjecaja kašnjenja korišten je laboratorijski model prikazan na slici 5.1. Mjerenja su provedena za slučaj bez primjene metoda za smanjenje utjecaja kašnjenja komparatora. Slika 5.3 prikazuje rezultate mjerenja izlaznog signala ASD modulatora $y(t)$ i iz integratora $l(t)$ za različite vrijednosti istosmjernog signala m_{ASD} na ulazu (0, 0,5, -0,5). Za izmjereno vrijeme kašnjenja $t_k = 60$ ns, frekvencija odstupa za iznos približno jednak proračunu prema izrazu (3.31). U integratoru je korišten kondenzator od 250 pF, a otpornici R_1 i R_2 iznose 1 k Ω . Frekvencija takvog ASD modulatora bez kašnjenja iznosila bi 10 MHz. Prema izrazu 3.31, za ASD modulator s navedenim parametrima uz kašnjenje $t_k = 58$ ns, središnja frekvencija bi trebala iznositi 2,94 MHz. Izmjerena vrijednost središnje frekvencije iznosi 2,7 MHz, što je približno jednako očekivanom iznosu od 2,94 MHz. Razlika u izmjerenoj izlaznoj frekvenciji i proračunatoj za definirano kašnjenje posljedica je dodatnih parazitnih kapaciteta operacijskog pojačala.



Slika 5.3. Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ sa spektrima izlaznog signala $y(t)$ za a) i b) $m_{ASD} = 0$, c) i d) $m_{ASD} = 0,5$ te e) i f) $m_{ASD} = -0,5$

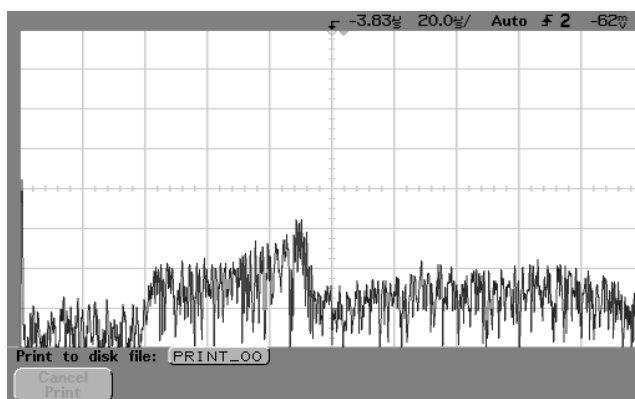
Iz valnih oblika napona na izlazu iz integratora $l(t)$ vidljiva je nesimetrija u naponu promjene smjera integracije na pozitivnoj i negativnoj strani. Strmiji dio valnog oblika dostiže veće napone od suprotnog smjera upravo zbog vremena kašnjenja, jer zbog većeg nagiba u istom vremenskom intervalu postiže veće vrijednosti napona. Utjecaj kašnjenja za ulaz $m_{ASD} = 0$, nema obilježja nesimetrije, ali se vidi da napon na izlazu iz integratora premašuje proračunatu vrijednost napona praga histerese od $0,09U_{CC} = 180\text{ mV}$.



Slika 5.4. Valni oblik $I(t)$ za $m_{ASD} = 0,8\sin(2\pi 4000t)$

Obilježje amplitudne modulacije napona izlaza iz integratora posebno dolazi do izražaja ako se promatra sinusni napon na ulazu (slika 5.4) valnog oblika $m_{ASD} = 0,8\sin(2\pi 4000t)$.

Spektar izlaznog signala iz ASD modulatora $y(t)$ za ulazni signal valnog oblika $m_{ASD} = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ prikazan je na slici 5.4. U blizini ishodišta vidi se komponenta ulaznog signala frekvencije 4000 Hz. Na frekvenciji od 2,2 MHz vidi se komponenta središnje frekvencije ispod koje se nalaze Besselove komponente. Približavanjem osnovnom harmoniku Besselove komponente središnje frekvencije iščezavaju.



Slika 5.5. Spektar izlaznog signala ASD modulatora

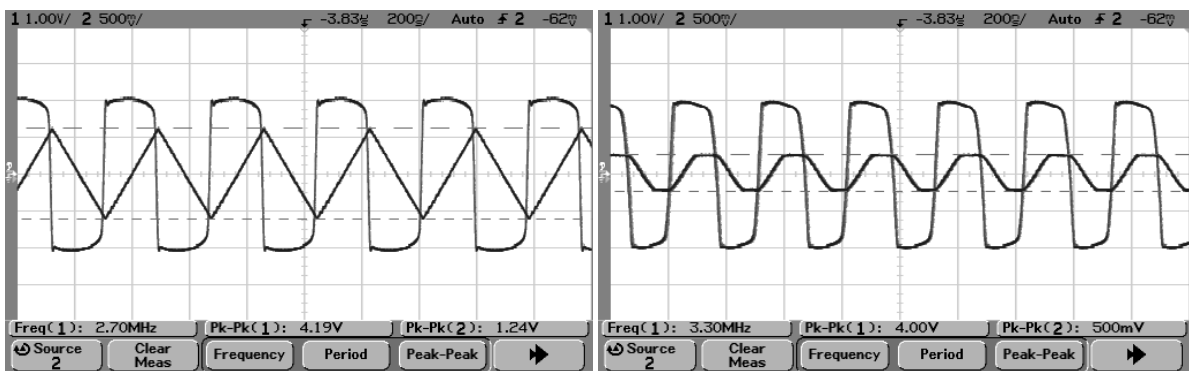
5.1.2. Rezultati mjerenja na laboratorijskom modelu ASD modulatora uz smanjenje utjecaja kašnjenja primjenom metode 1

Za verifikaciju metode 1 korišten je sklop prema slici 3.25. Integrator i zbrajalo su izvedeni u sklopu sa jednim operacijskim pojačalom. Paralelno kondenzatoru u povratnoj vezi

spajaju se diode za ograničavanje napona $l(t)$. Korištena su operacijska pojačala TL7171 sa iznimno visokom brzinom porasta u iznosu od $4100 \text{ V}/\mu\text{s}$, koja omogućavaju rad na visokim frekvencijama i Schottkyjeve diode koje minimalno narušavaju vremensku konstantu integracije i osiguravaju brzo ograničavanje napona na zadanim frekvencijama.

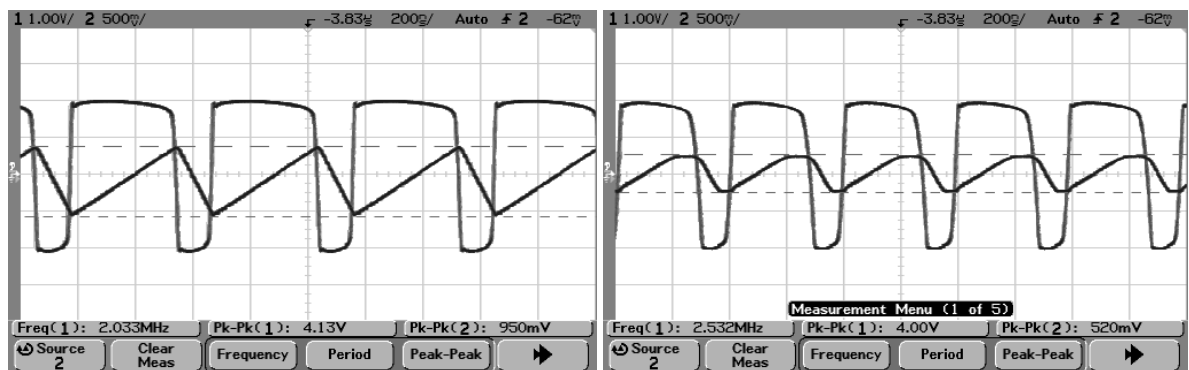
Slika 5.6 prikazuje rezultate mjerenja izlaznog signala ASD modulatora $y(t)$ i iz integratora $l(t)$ te spektre izlaznog signala $y(t)$ za različite vrijednosti istosmjernog signala m_{ASD} (0, 0,5, -0,5). Za izmjereno vrijeme kašnjenja $t_k = 60 \text{ ns}$, središnja frekvencija trebala bi iznositi 4,54 MHz. Kako je napon ograničenja u iznosu od 250 mV dosta viši od napona praga histereze (180 mV), izmjerena središnja frekvencija uz primjenu metode 1 u iznosu od 3,3 MHz značajno odstupa od proračunate. Unatoč tome metoda 1 osigurava 20 % višu središnju frekvenciju.

Iz valnih oblika napona na izlazu integratora $l(t)$ vidljivo je područje ograničavanja napona $l(t)$ za sva tri ulazna napona. Posljedica ograničavanja amplitude je skraćivanje perioda izlaznog signala, što se vidi i u vremenskoj i frekvencijskoj domeni snimljenih izlaznih signala $y(t)$. Amplitudna modulacija napona na izlazu iz integratora (slika 5.7), prisutna zbog kašnjenja komparatora posebno dolazi do izražaja ako se promatra sinusni napon na ulazu valnog oblika $m_{ASD} = 0,8\sin(2\pi 4000t)$.



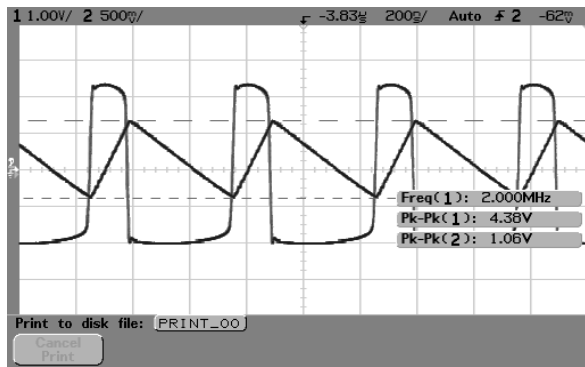
a)

g)

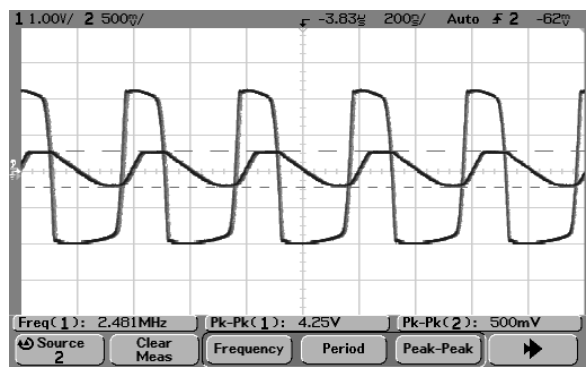


b)

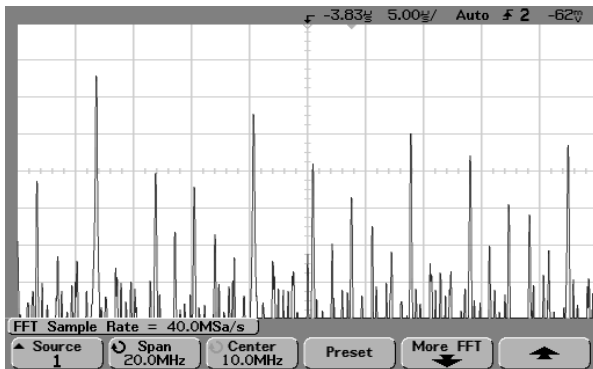
h)



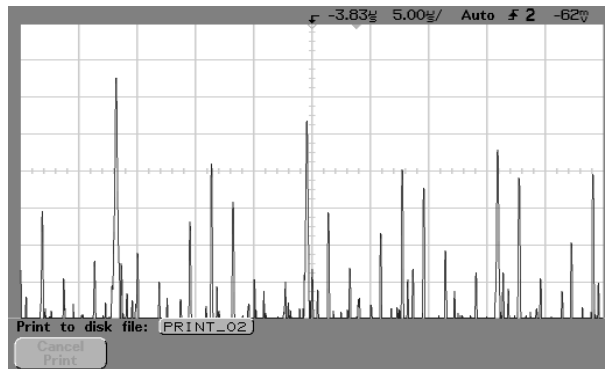
c)



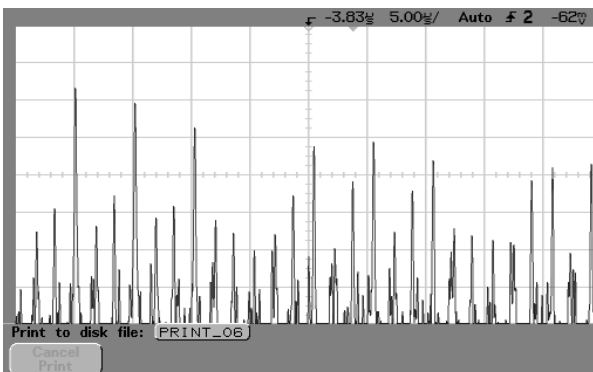
i)



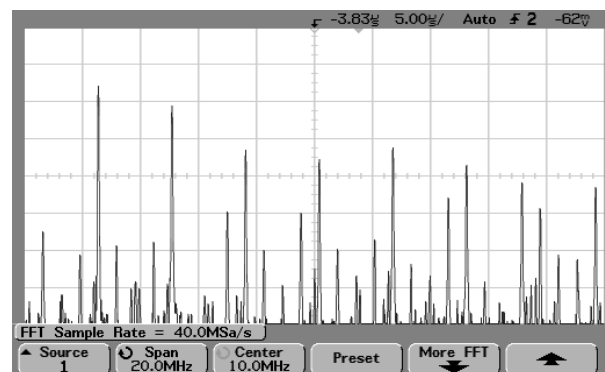
d)



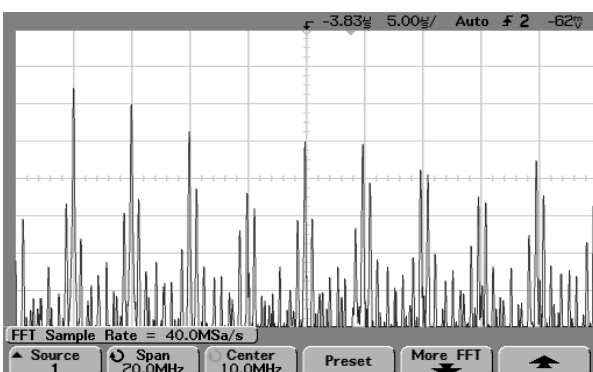
j)



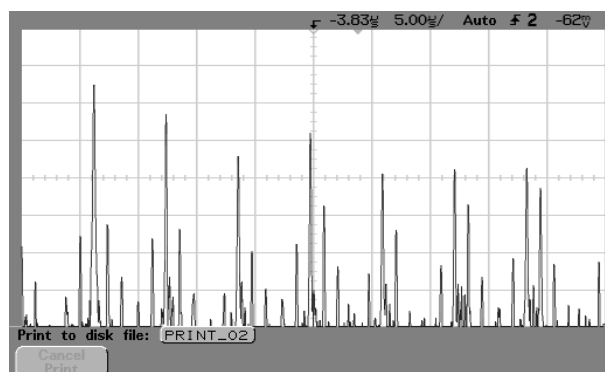
e)



k)

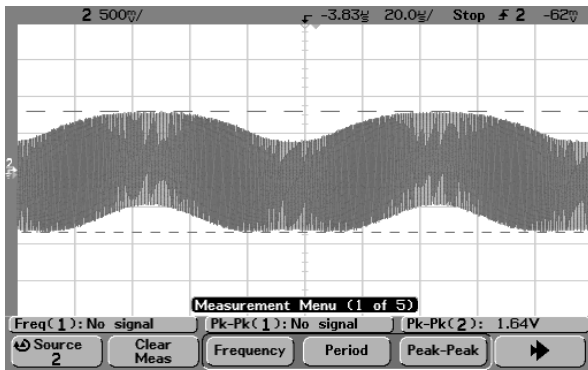


f)

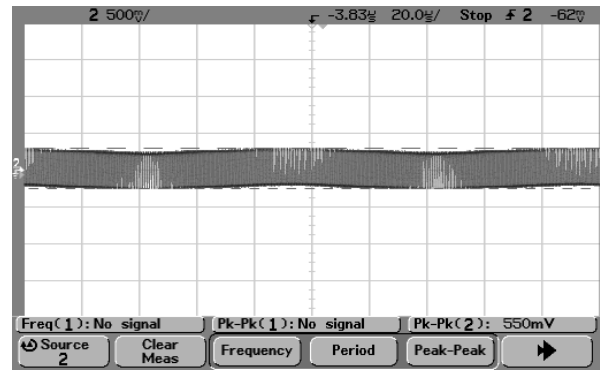


l)

Slika 5.6. Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ i frekvencijski spektri $y(t)$ bez primjene metode 1 za a) i d) $m_{ASD} = 0$; b) i e) $m_{ASD} = 0,5$; c) i f) $m_{ASD} = -0,5$ te s primjenom metode 1 za g) i j) $m_{ASD} = 0$; h) i k) $m_{ASD} = 0,5$; i) i l) $m_{ASD} = -0,5$



a)

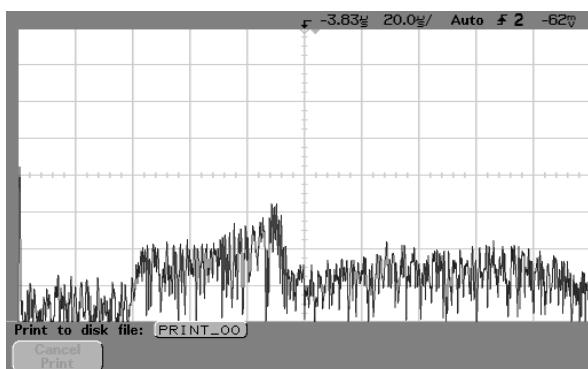


b)

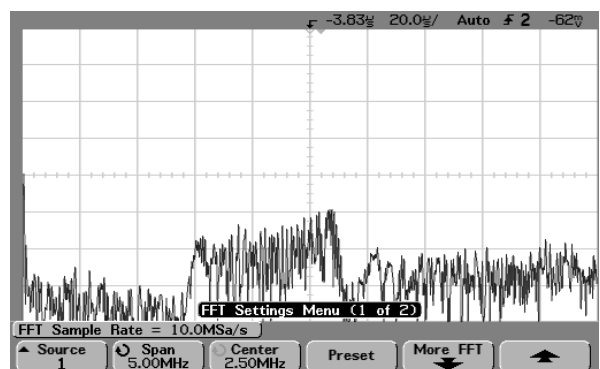
Slika 5.7. Valni oblik $I(t)$ za $m_{ASD} = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ za ASD modulator a) bez metode 1, b) sa metodom 1

Primjenom metode 1, ograničavanjem napona na integratoru, otklanja se amplitudna modulacija signala na izlazu iz integratora (slika 5.7b).

Spektar izlaznog signala iz ASD modulatora $y(t)$ za ulazni signal valnog oblika $m_{ASD} = 0,8\sin(2\pi 4000t)$ prikazan je na slici 5.8. U blizini ishodišta vidi se komponenta ulaznog signala frekvencije 4000 Hz. Zbog nelinearnosti odnosa impuls-pauza dolazi do izobličenja osnovnog spektra što se očituje nižom amplitudom osnovnog harmonika. Na frekvenciji od 2,7 MHz vidi se komponenta središnje frekvencije ispod koje se nalaze Besselove komponente. Približavanjem osnovnom harmoniku Besselove komponente središnje frekvencije iščezavaju na približno 500 kHz višoj frekvenciji nego u slučaju bez primjene metode 1, što znači da su se sa središnjom frekvencijom u više područje pomaknule i sve Besselove komponente središnje frekvencije.



a)



b)

Slika 5.8. Spektar izlaznog signala ASD modulatora a) bez metode 1 i b) sa metodom 1

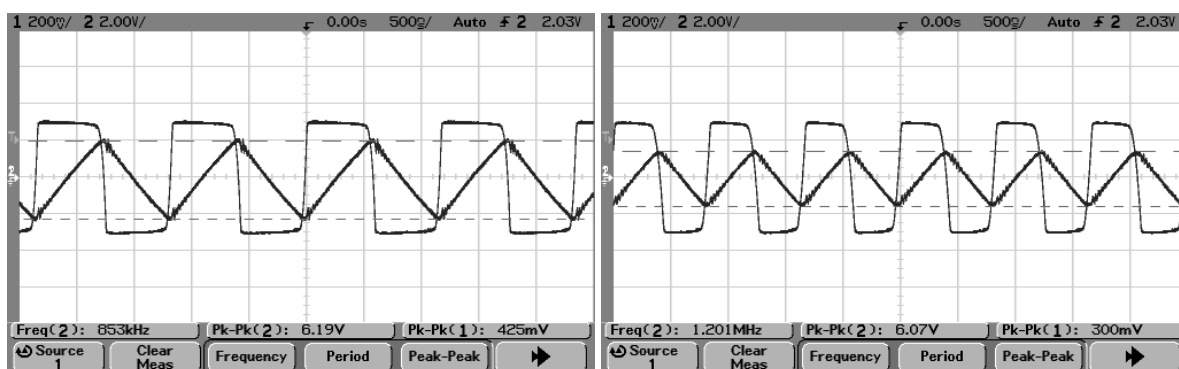
5.1.3. Rezultati mjerenja na laboratorijskom modelu ASD modulatora uz smanjenje utjecaja kašnjenja primjenom metode 2

Za vrednovanje metode 2 korišten je sklop sa slike 5.2. Na slici 5.2 može se vidjeti da su zbrajalo i linearni filter izvedeni u jednom sklopu kao RC -član prvog reda. Za komparator je odabran invertirajući Schmittov okidni sklop koji osigurava dodatni pomak u fazi od 180° potreban za samoosciliranje i svodi broj operacijskih pojačala na minimum. Korištena su operacijska pojačala TL7171 sa iznimno visokom brzinom porasta u iznosu od $4100 \text{ V}/\mu\text{s}$, koja omogućavaju rad na visokim frekvencijama.

Slika 5.9 prikazuje rezultate mjerenja izlaznog signala ASD modulatora $y(t)$ i iz integratora $l(t)$ za različite vrijednosti istosmjernog signala m_{ASD} na ulazu (0, 0,5, -0,5) uz primjenu metode 2. Za integrator je korišten kondenzator iznosa $4,05 \text{ nF}$ i otpornici R_1 i R_2 u iznosu od $1 \text{ k}\Omega$. Napon praga histereze h iznosi $0,045$, odnosno $U_h = 0,135 \text{ V}$. Prema proračunu središnja frekvencija idealnog ASD modulatora iznosila bi $1,37 \text{ MHz}$.

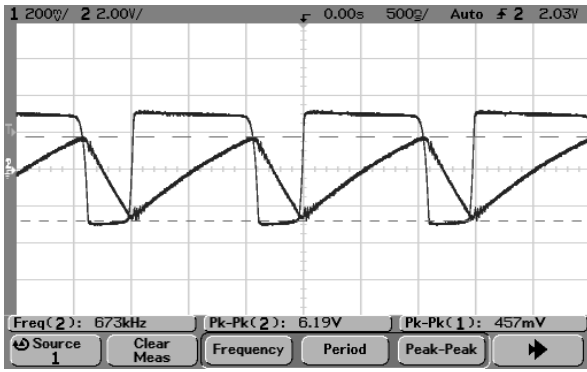
Uz izmjereno kašnjenje komparatora s histerezom od 60 ns , središnja frekvencija realnog modulatora trebala bi iznositi 917 kHz . Izmjerena vrijednost središnje frekvencije realnog modulatora iznosi 853 kHz . Do odstupanja dolazi zbog parazitnih kapaciteta operacijskog pojačala kao i u slučaju metode 1. Primjenom metode 2, središnja frekvencija ASD modulatora raste na $1,2 \text{ MHz}$, što je nešto niža vrijednost od središnje frekvencije idealnog ASD modulatora.

Napon praga histereze komparatora s histerezom bez primjene metode 2 (slika 5.9 a) gotovo je 50% veći od proračunatog, dok se uz primjenu metode 2 napon praga histereze postavlja na vrijednosti prema proračunu (slika 5.9. b).

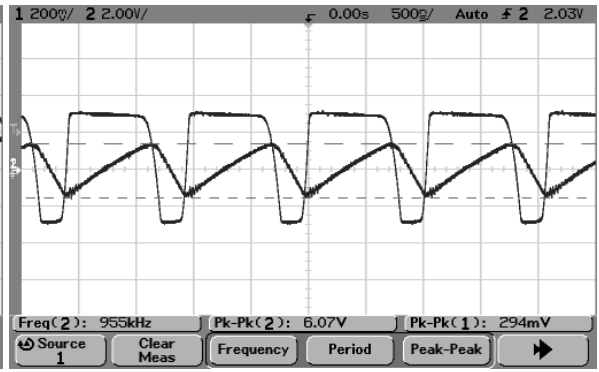


a)

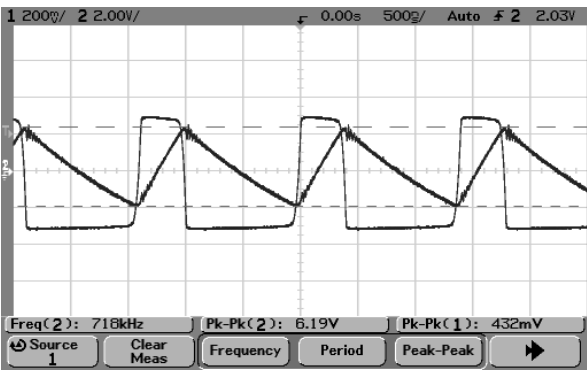
g)



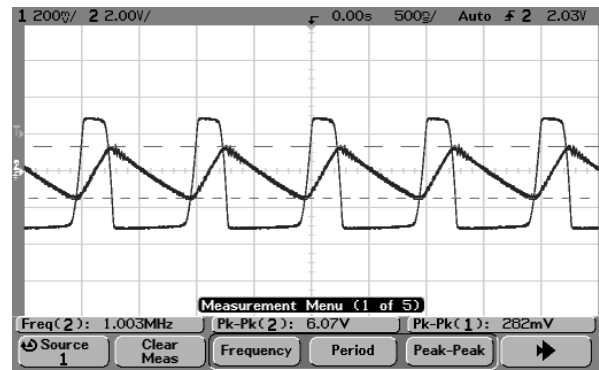
b)



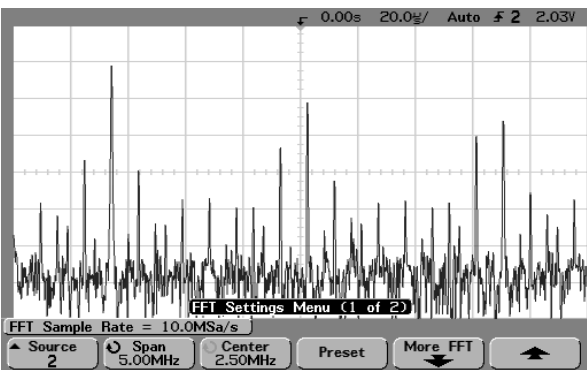
h)



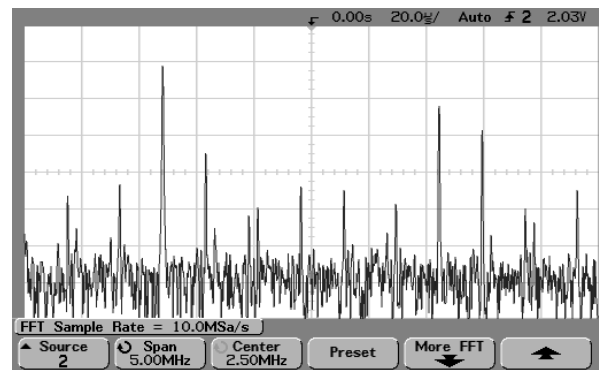
c)



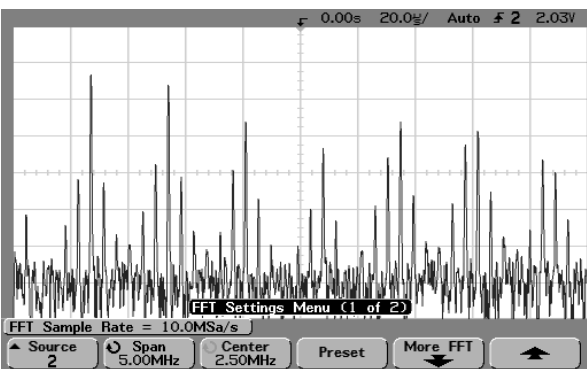
i)



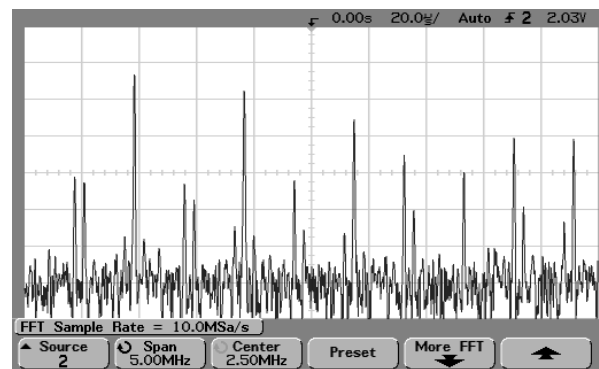
d)



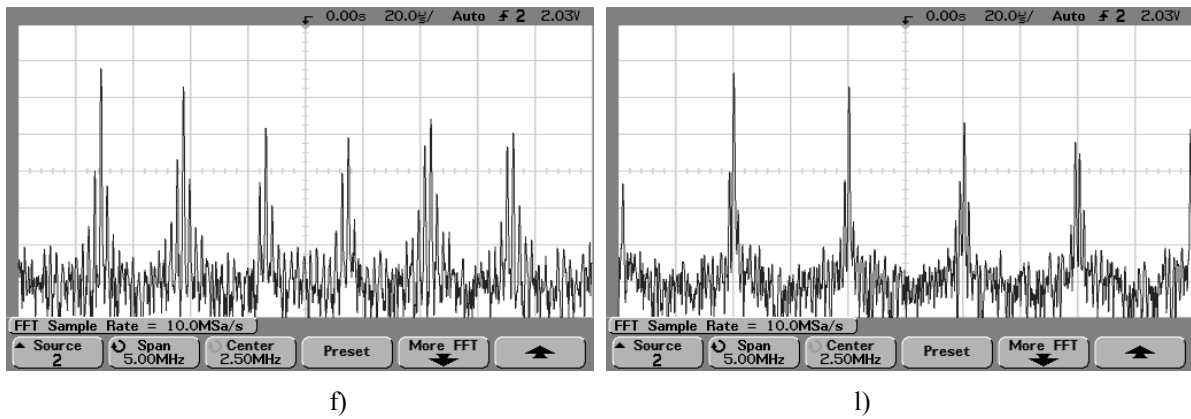
j)



e)

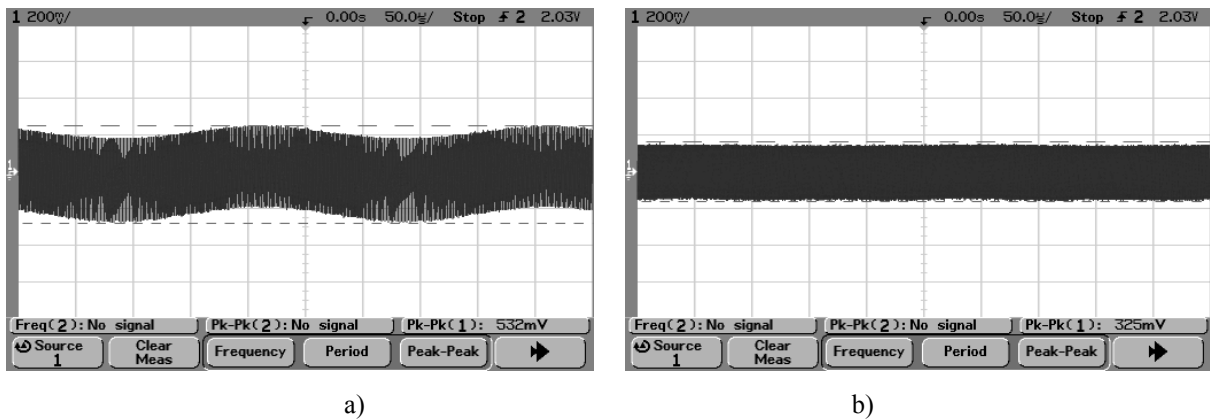


k)



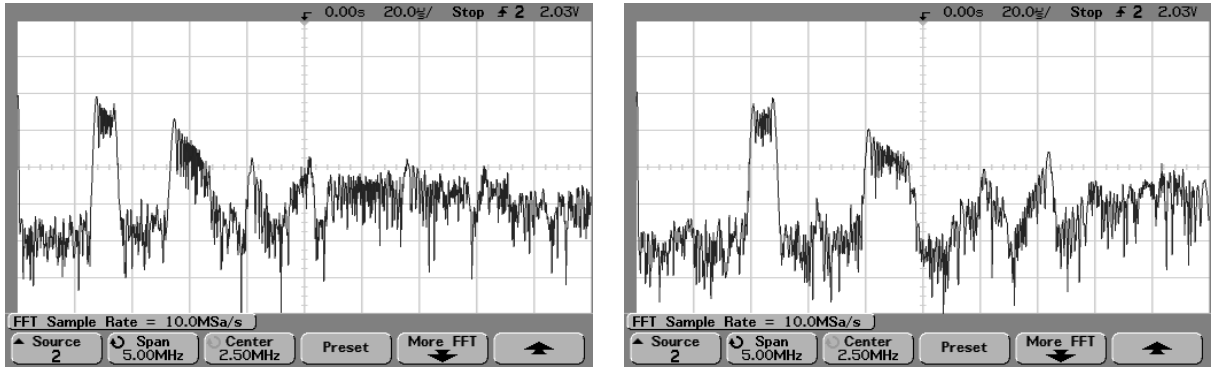
Slika 5.9. Valni oblici $y(t)$ i $l(t)$ i frekvencijski spektri $y(t)$ bez primjene metode 2 za a) i d) $m_{ASD} = 0$; b) i e) $m_{ASD} = 0,5$; c) i f) $m_{ASD} = -0,5$ te s primjenom metode 2 za g) i j) $m_{ASD} = 0$; h) i k) $m_{ASD} = 0,5$; i) i l) $m_{ASD} = -0,5$

Iz valnih oblika napona na izlazu integratora $l(t)$ vidljivo je da su naponi pragova histereze za slučaj bez primjene metode 1 veći i nesimetrični s obzirom na vremensku os. Primjenom metode 2, naponi pragova histereze se smanjuju na vrijednost 20 puta manju od napona napajanja, što je vrijednost jednaka proračunu Schmittovog okidnog sklopa. Amplitudna modulacija napona na izlazu iz integratora, prisutna zbog kašnjenja komparatora ako se promatra sinusni napon na ulazu (slika 5.10 a) valnog oblika $m_{ASD} = 0,5\sin(2\pi 4000t)$ u potpunosti se otklanja uvođenjem amplitudne modulacije napona histereze (slika 5.10 b).



Slika 5.10. Valni oblik $l(t)$ uz $m_{ASD} = 0,5\sin(2\pi 4000t)$ za ASD modulator a) bez metode 2 i b) sa metodom 2

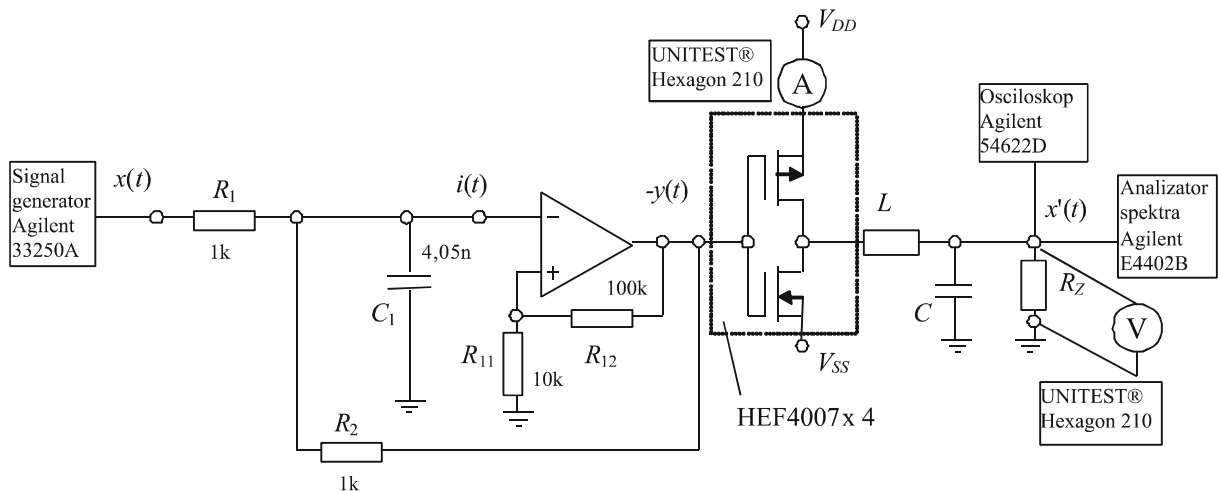
Spektar izlaznog signala iz ASD modulatora $y(t)$ uz primjenu metode 2 za ulazni signal valnog oblika $m_{ASD} = 0,5\sin(2\pi 4000t)$ prikazan je na slici 5.11. U blizini ishodišta vidi se komponenta ulaznog signala frekvencije 4 kHz. Na frekvenciji od 1,2 MHz vidi se komponenta središnje frekvencije ispod koje se nalaze Besselove komponente.



Slika 5.11. Spektar izlaznog signala $y(t)$ uz $m_{ASD} = 0,5\sin(2\pi 4000t)$ ASD modulatora
 a) bez metode 2 i b) uz metodu 2

Približavanjem osnovnom harmoniku Besselove komponente središnje frekvencije iščezavaju na približno 400 kHz višoj frekvenciji nego u slučaju bez primjene metode 2. Prednost metode 2 u odnosu na metodu 1 je zadržavanje valnog oblika ulaznog signala bez obzira na amplitudu ulaznog napona $x(t)$, što je vidljivo na spektru osnovnog harmonika koji je isti bez i sa primjenom metode 2.

5.2. Rezultati mjerenja na sklopu pojačala snage D klase u izvedbi sa ASD modulatorom



Slika 5.12. Pojačalo snage D klase u izvedbi sa ASD modulatorom

Na ulazu u pojačalo snage D klase nalazi se ASD modulator prvog reda, izrađen pomoću operacijskih pojačala LM7171 (slika 5.12). Integrator u osnovnoj grani ASD modulatora nadomješten je RC-članom koji istodobno istodobno oduzima izlazni ASDM signal $y(t)$ (izlaz

je invertiran) od ulaznog signala $x(t)$ te integrira dobivenu razliku. Prijenosna funkcija RC-člana je jednaka prijenosnoj funkciji u izrazu (2.12) za male napone pragova histereze. Vremenska konstanta integracije definirana je iznosom kondenzatora u povratnoj vezi C_1 i iznosom otpora R_1 na ulazu modulatora, koji mora biti jednak otporu u povratnoj vezi R_2 . Na taj način dolazi se do konstante integracije:

$$T_p = R_1 \cdot C_1 = 4,05 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (5.1)$$

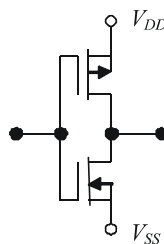
Naponi pragova okidanja Schmittovog okidnog sklopa $+U_h$ i $-U_h$ definirani su otporima R_{11} i R_{12} te naponom napajanja $\pm V_{CC}$:

$$\begin{aligned} +U_h &= V_{CC} \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}}, \\ -U_h &= -V_{CC} \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}}. \end{aligned} \quad (5.2)$$

Normiranjem napona praga okidanja na napon napajanja V_{CC} , dolazi se do:

$$h = \pm \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} = \pm 0,091. \quad (5.3)$$

Izlazni signal iz modulatora može poprimiti vrijednosti napona napajanja $\pm V_{CC}$, gdje se za $+V_{CC}$ na izlazu pojavljuje impuls, a za $-V_{CC}$ pauza. Impulsni niz dobiven asinkronom sigma-delta modulacijom dovodi se na izlazni stupanj (slika 5.13), gdje se pojačava amplituda impulsa i na taj način uvodi naponsko pojačanje, uz zadržavanje informacije o amplitudi ulaznog signala (ne mijenja se ni frekvencija impulsa niti odnos impuls-pauza). Napajanje izlaznog stupnja ($+V_{DD}$ i $-V_{SS}$) veće je od napajanja ASD modulatora za koeficijent $\gamma = V_{DD}/V_{CC}$.

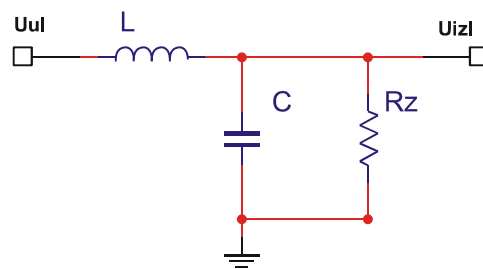


Slika 5.13. Izlazni stupanj pojačala snage klase-D

Izlazni stupanj pojačala snage sa slike 5.12 izrađen je pomoću 4 integrirana sklopa HEF4007, paralelnim spajanjem svih 12 invertora. Niz impulsa izlaznog stupnja dovodi se na nisko-propusni LC-filtar, gdje je R_z otpor zvučnika (slika 5.14). Prijenosna karakteristika filtra opisana je izrazom:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s \frac{1}{R_z C} + \frac{1}{LC}} = \frac{K}{s^2 + s \cdot \frac{\omega_g}{Q} + \omega_g^2}, \quad (5.4)$$

gdje je Q faktor dobrote, K konstanta i ω_g granična frekvencija u rad/s. Korišteni LC-član je filtar drugog reda sa prigušenjem iznad granične frekvencije u iznosu od 40 dB/dekadi.



Slika 5.14.LC-filtar na izlazu pojačala snage klase-D

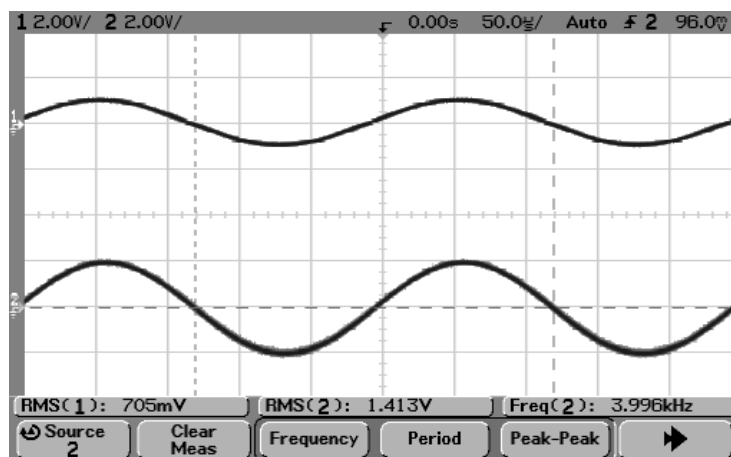
Parametri LC-filtra isti su kao u poglavlju 4.5, jer se radi o istom frekvencijskom opsegu:

$$C = \frac{1}{\omega_0 R_z \sqrt{2}} = 0,706 \cdot 10^{-6} \text{ F}, \quad (5.5)$$

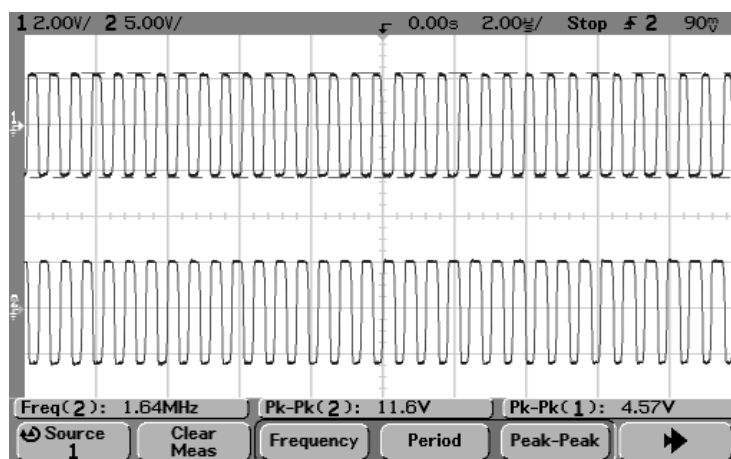
$$L = \frac{R_z \sqrt{2}}{\omega_0} = 0,358 \cdot 10^{-3} \text{ H}. \quad (5.6)$$

Slika 5.15 prikazuje ulazni i izlazni napon u pojačalo D klase za ulazni signal valnog oblika $x(t) = \sin(2\pi 4000t)$ V. Amplituda izlaznog demoduliranog signala dvostruko je veća od amplitude ulaznog i iznosi 2 V.

Valni oblici napona na izlazu iz modulatora i izlaznog stupnja pojačala za isti signal na ulazu prikazani su na slici 5.16. Vidljivo je da je i napon na izlazu izlaznog stupnja dvostruko veći od napona na izlazu iz modulatora.



Slika 5.15. Valni oblik ulaznog i izlaznog napona pojačala snage klase-D



Slika 5.16. Izlazni napon iz ASD modulatora i izlaznog stupnja pojačala snage

Na laboratorijskom modelu pojačala snage D klase provedena su mjerenja ukupnog harmonijskog izobličenja demoduliranog signala na izlazu iz pojačala za ASD modulator bez primjene metode 2 i uz primjenu metode 2. Iz rezultata mjerenja vidljivo je da metoda 2 i u praktičnoj realizaciji smanjuje ukupno harmonijsko izobličenje izlaznog signala pojačala snage.

Mjerenja ukupnog harmonijskog izobličenja su provedena za različite vrijednosti amplituda ulaznog signala $x(t)$. Rezultati su prikazani tablicama 5.I-VIII za pojedine vrijednosti amplitude ulaznog signala s vrijednostima amplituda prvih deset harmonika i pripadajućim faktorom ukupnog harmonijskog izobličenja (TDH).

Tablica 5.I. Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = \sin(2\pi 4000t)$ V s primjenom metode 2

Frequency	Amplitude	Frequency	Amplitude	THD
1 4.000 kHz	-6.86 dBm	6 24.00 kHz	-72.82 dBc	THD 1.09 % -39.28 dB
2 8.000 kHz	-43.05 dBc	7 28.00 kHz	-74.88 dBc	
3 12.00 kHz	-41.63 dBc	8 32.00 kHz	-76.61 dBc	
4 16.00 kHz	-63.77 dBc	9 36.00 kHz	-77.52 dBc	
5 20.00 kHz	-69.87 dBc	10 40.00 kHz	-77.81 dBc	

Tablica 5.II. Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = \sin(2\pi 4000t)$ V bez primjene metode 2

Frequency	Amplitude	Frequency	Amplitude	THD
1 4.000 kHz	-7.02 dBm	6 24.00 kHz	-77.17 dBc	THD 1.41 % -37.04 dB
2 8.000 kHz	-39.40 dBc	7 28.00 kHz	-77.79 dBc	
3 12.00 kHz	-40.85 dBc	8 32.00 kHz	-77.60 dBc	
4 16.00 kHz	-66.07 dBc	9 36.00 kHz	-79.02 dBc	
5 20.00 kHz	-66.02 dBc	10 40.00 kHz	-80.02 dBc	

Tablica 5.III. Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = 0,5\sin(2\pi 4000t)$ V s primjenom metode 2

Frequency	Amplitude	Frequency	Amplitude	THD
1 4.000 kHz	-13.01 dBm	6 24.00 kHz	-77.27 dBc	THD 0.47 % -46.64 dB
2 8.000 kHz	-47.21 dBc	7 28.00 kHz	-77.67 dBc	
3 12.00 kHz	-57.13 dBc	8 32.00 kHz	-77.37 dBc	
4 16.00 kHz	-72.55 dBc	9 36.00 kHz	-79.47 dBc	
5 20.00 kHz	-74.69 dBc	10 40.00 kHz	-78.55 dBc	

Tablica 5.IV. Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = 0,5\sin(2\pi 4000t)$ V bez primjene metode 2

Frequency	Amplitude	Frequency	Amplitude	THD
1 4.000 kHz	-13.18 dBm	6 24.00 kHz	-77.26 dBc	THD 0.66 % -43.58 dB
2 8.000 kHz	-43.86 dBc	7 28.00 kHz	-77.47 dBc	
3 12.00 kHz	-55.85 dBc	8 32.00 kHz	-79.46 dBc	
4 16.00 kHz	-72.67 dBc	9 36.00 kHz	-80.64 dBc	
5 20.00 kHz	-74.66 dBc	10 40.00 kHz	-80.88 dBc	

Tablica 5.V. Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = 0,25\sin(2\pi 4000t)$ V s primjenom metode 2

Frequency	Amplitude	Frequency	Amplitude	THD
1 4.000 kHz	-20.17 dBm	6 24.00 kHz	-74.19 dBc	
2 8.000 kHz	-55.54 dBc	7 28.00 kHz	-75.59 dBc	
3 12.00 kHz	-62.06 dBc	8 32.00 kHz	-76.92 dBc	
4 16.00 kHz	-68.91 dBc	9 36.00 kHz	-77.63 dBc	
5 20.00 kHz	-70.62 dBc	10 40.00 kHz	-78.39 dBc	

Tablica 5.VI. Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = 0,25\sin(2\pi 4000t)$ V bez primjene metode 2

Frequency	Amplitude	Frequency	Amplitude	THD
1 4.000 kHz	-20.32 dBm	6 24.00 kHz	-73.79 dBc	
2 8.000 kHz	-52.32 dBc	7 28.00 kHz	-75.26 dBc	
3 12.00 kHz	-62.19 dBc	8 32.00 kHz	-76.08 dBc	
4 16.00 kHz	-67.95 dBc	9 36.00 kHz	-76.72 dBc	
5 20.00 kHz	-70.55 dBc	10 40.00 kHz	-78.07 dBc	

Tablica 5.VII. Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = 0,05\sin(2\pi 4000t)$ V s primjenom metode 2

Frequency	Amplitude	Frequency	Amplitude	THD
1 4.000 kHz	-34.10 dBm	6 24.00 kHz	-61.59 dBc	
2 8.000 kHz	-53.31 dBc	7 28.00 kHz	-63.22 dBc	
3 12.00 kHz	-58.38 dBc	8 32.00 kHz	-64.37 dBc	
4 16.00 kHz	-57.38 dBc	9 36.00 kHz	-65.13 dBc	
5 20.00 kHz	-59.38 dBc	10 40.00 kHz	-65.54 dBc	

Tablica 5.VIII. Ukupno harmonijsko izobličenje za $x(t) = 0,05\sin(2\pi 4000t)$ V bez primjene metode 2

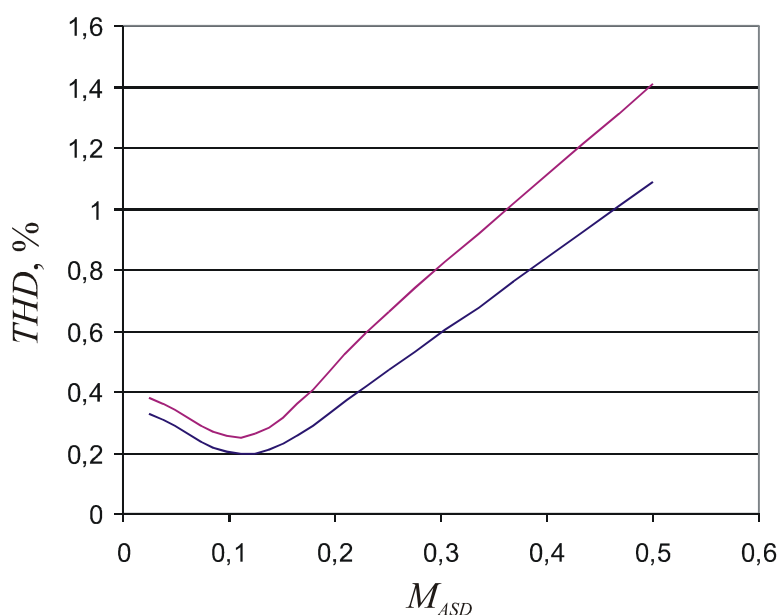
Frequency	Amplitude	Frequency	Amplitude	THD
1 4.000 kHz	-34.21 dBm	6 24.00 kHz	-61.64 dBc	
2 8.000 kHz	-53.36 dBc	7 28.00 kHz	-62.54 dBc	
3 12.00 kHz	-56.66 dBc	8 32.00 kHz	-63.28 dBc	
4 16.00 kHz	-54.83 dBc	9 36.00 kHz	-62.72 dBc	
5 20.00 kHz	-58.73 dBc	10 40.00 kHz	-65.03 dBc	

Tablica 5.IX. Ukupno harmonijsko izobličenje izlaznog signala pojačala snage D klase sa i bez metode 2

M_{ASD}	THD_{m2} , %	THD bez $m2$, %
0,5	1,09	1,41
0,25	0,47	0,66
0,125	0,2	0,26
0,025	0,33	0,38

Tablica 5.IX prikazuje ovisnost faktora ukupnog harmonijskog izobličenja o razini amplitude ulaznog sinusnog signala za ASD modulator sa i bez primjene metode 2. Vidljivo je da u cijelom izmjerenom rasponu amplituda ulaznog signala metoda 2 osigurava manje izobličenje.

Grafički prikaz ovisnosti faktora ukupnog harmonijskog izobličenja o amplitudi ulaznog signala prikazan je na slici 5.17. Plavom bojom prikazana je krivulja za ASD modulator uz primjenu metode 2, a ljubičastom bojom krivulja za modulator bez primjene metode 2. Vidi se da se primjenom metode 2 ostvaruje niže harmonijsko izobličenje izlaznog signala za cijeli raspon amplituda ulaznog signala.



Slika 5.17. Faktor ukupnog harmonijskog izobličenja THD u ovisnosti o amplitudi ulaznog signala M_{ASD}

Za pojačalo na slici 5.12 izmjerena je efikasnost η (tablica 5.X). Efikasnost pojačala snage računa se kao omjer snage na trošilu P_{OUT} i snage predane iz izvora napajanja P_{DD} . Mjerenjem efektivne vrijednosti napona na trošilu i struje kroz trošilo, te mjerenjem istosmjernih

vrijednosti napona i struje iz izvora napajanja prema izrazima (5.7 i 8) [71] dobivene su vrijednosti snage na trošilu i snage koju predaje izvor napajanja.

$$P_{OUT} = \frac{U_{RLeff}^2}{R_L}. \quad (5.7)$$

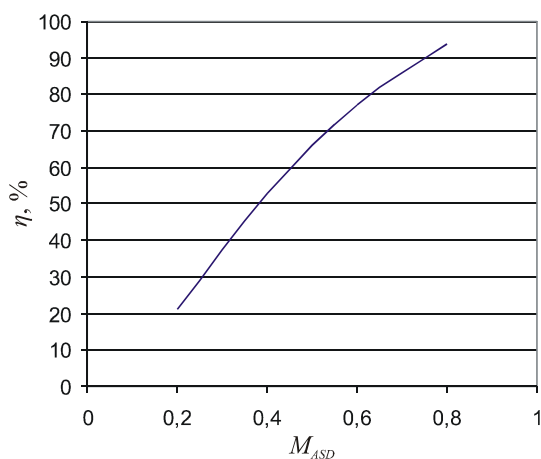
$$P_{DD} = V_{DD}I_{DD}. \quad (5.8)$$

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{DD}} \cdot 100\%. \quad (5.9)$$

Tablica 5.X. Efikasnost pojačala snage D klase u ovisnosti o M_{ASD}

M_{ASD}	P_{OUT} , mW	P_{DD} , mW	η , %
0,2	5	23,8	21
0,4	19,6	37	53
0,6	44	57,12	77
0,8	90	96,22	94

Efikasnost se mijenja ovisno o izlaznoj snazi koja je funkcija amplitude ulaznog signala, pa se tako za veće amplitude ulaznog signala dobiva veća efikasnost pojačala. Rezultati su grafički prikazani na slici 5.18, gdje se vidi da se za amplitudu ulaznog signala od $M_{ASD} = 0,8$ ostvaruje efikasnost pojačala veća od 90 %.



Slika 5.18. Korisnost pojačala snage D klase u ovisnosti o amplitudi ulaznog napona

6. Zaključak

Cilj ove doktorske disertacije je da se na temelju analize utjecaja kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora predlože metode za moguća poboljšanja sklopovske realizacije ASD modulatora. Pretpostavka o negativnom utjecaju vremena kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora potvrđena je provedenom analizom, koja pokazuje da kašnjenje komparatora s histerezom snižava središnju frekvenciju ASD modulatora i pomiče sve više harmonike bliže osnovnom, otežavajući filtriranje signala u osnovnom frekvencijskom pojasu. Izvedeni matematički model utjecaja kašnjenja opisuje sniženje središnje frekvencije u ovisnosti o vremenu kašnjenja komparatora s histerezom i parametrima ASD modulatora (vremenskoj konstanti integratora i naponu histereze). Posljedica unešenog vremena kašnjenja je prebačaj napona na izlazu integratora iznad napona praga komparatora s histerezom. Iz te činjenice proizašle su dvije metode za smanjenje utjecaja kašnjenja.

Prva metoda se zasniva na ograničavanju napona na izlazu integratora na vrijednost nešto veću od napona pragova komparatora s histerezom (metoda 1). To ograničavanje napona skraćuje trajanje prebačaja, jer se kondenzator u integratoru prazni s niže vrijednosti i zbog toga brže stiže do sljedećeg praga okidanja. Na taj način povećava se središnja frekvencija ASD modulatora. Prednost ove metode je jednostavna izvedba koja se može postići spajanjem dvije diode antiparalelno kondenzatoru integratora, a nedostatak joj je narušavanje odnosa impuls-pauza, koji postaje nelinearan za veće iznose ulaznog napona i zbog toga ograničava primjenu metode na male napone na ulazu ASD modulatora.

Matematičkom analizom utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom izveden je izraz koji opisuje prebačaj, odnosno amplitudnu modulaciju napona na izlazu integratora iznad vrijednosti napona praga histereze. Na temelju tog izraza proizlazi metoda koja se zasniva na amplitudnoj modulaciji napona praga histereze (metoda 2). Ona može u potpunosti može ukloniti utjecaj vremena kašnjenja. Amplitudnom modulacijom napona histereze poništava se efekt amplitudne modulacije napona na izlazu integratora. Za sve veće prebačaje naponi pragova histereze postaju sve niži. Budući da je prebačaj proporcionalan ulaznom naponu, a vrijednosti amplitudne modulacije gornjeg i donjeg napona histereze za susjedne promjene izlaznog napona različite, moguća je izvedba amplitudne modulacije napona pragova histereze čije su varijable ulazni i izlazni napon ASD modulatora. Osim ulaznog i izlaznog napona iznos amplitudne modulacije napona praga histereze ovisit će i o kašnjenju

komparatora te parametrima ASD modulatora (vremenskoj konstanti integratora i naponu histereze).

Matematička analiza utjecaja kašnjenja komparatora i metode za poboljšanje (metoda 1 i metoda 2) vrednovane su rezultatima simulacije i mjerenja koji su prikazani u 4. i 5. poglavlju. Za provedbu simulacije izrađen je Matlab Simulink model koji omogućava simulaciju rada ASD modulatora uz mogućnost podešavanja napona pragova histereze i vremena kašnjenja komparatora s histerezom. Rezultatima simulacije potvrđena je matematička analiza utjecaja vremena kašnjenja na radne značajke asinkronog sigma-delta modulatora, kao i valjanost metode za smanjenje utjecaja kašnjenja. Uz model ASD modulatora, u Simulinku je izrađen i A/D pretvornik temeljen na ASD modulatoru za pretvorbu 1-bitovnog asinkronog ASD signala u sinkroni m -bitovni PCM digitalni signal. U simulacijskom alatu Multisim Analog Devices Edition simulirana je primjena ASD modulatora u pojačalu snage D klase sa i bez primjene metode 2. Rezultati potvrđuju smanjenje ukupnog harmonijskog izobličenja izlaznog signala pojačala primjenom metode 2. Razlog smanjenja harmonijskog izobličenja je pomicanje središnje frekvencije i svih Besselovih komponenata u više frekvencijsko područje, što smanjuje njihov utjecaj na osnovni pojas.

Za potvrdu matematičkog modela laboratorijskim mjerenjima izrađen je i laboratorijski model ASD modulatora korištenjem široko pojasnog operacijskog pojačala LM7171, koji zbog visoke brzine porasta signala na izlazu operacijskog pojačala omogućuju rad modulatora na visokim frekvencijama. Mjerenjima na laboratorijskom modelu također je potvrđen utjecaj vremena kašnjenja na spektar izlaznog signala ASD modulatora. Rezultati mjerenja pokazuju sniženje središnje frekvencije ASD modulatora kao posljedicu utjecaja vremena kašnjenja komparatora. Također je pokazano da se i sve Besselove komponente sa središnjom frekvencijom pomiču u niže frekvencijsko područje. Mogućnost smanjenja utjecaja vremena kašnjenja analizirana je primjenom metode 1 i metode 2. Prva metoda je implementirana ograničavanjem napona na izlazu iz integratora antiparalelnim spajanjem dviju dioda. Rezultati mjerenja pokazuju da se primjenom metode 1 povećava središnja frekvencija ASD modulatora, a s njom i sve ostale Besselove komponente središnje frekvencije, što smanjuje utjecaj viših spektralnih komponenata na osnovni frekvencijski pojas. Mjerenjima je potvrđen i nedostatak metode 1, odnosno unošenje nelinearnosti u odnos impuls-pauza za veće napone na ulazu u modulator, čime se unosi pogreška u informaciju na ulazu. Za male napone na ulazu ovisnost odnosa impulsa-pauza je približno linearna, tako da se u tom području ulaznih napona u svrhu povećanja središnje frekvencije može primjenjivati metoda 1.

Metoda 2 implementirana je korištenjem dodatnog sklopa za amplitudnu modulaciju napona pragova histereze. Laboratorijski model je izveden pomoću operacijskog pojačala LM7171. Mjerenjima je potvrđeno poništavanje amplitudne modulacije izlaznog napona integratora. Analizom izlaznog signala u frekvencijskoj domeni vidi se da se spektar viših harmonika izlaznog signala ASD modulatora pomiče u više frekvencijsko područje oko središnje frekvencije koja je gotovo jednaka središnjoj frekvenciji idealnog ASD modulatora. Matematička analiza, zajedno s rezultatima simulacije i mjerenja potvrđuje mogućnost primjene metode 2 za kompenzaciju utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom. Metode amplitudne modulacije napona histereze u svrhu smanjenja utjecaja kašnjenja komparatora s histerezom objavljene su u [69 i 70]. Osnovna razlika između metode 2 i metoda predloženima u [69 i 70] je sklopovski jednostavnije rješenje i potpuna kompenzacija vremena kašnjenja za metodu predloženu u ovoj disertaciji.

Praktična primjena ASD modulatora provjerena je na primjeru pojačala snage D klase, za koje je izmjeren faktor efikasnosti, koji kod relativnog ulaznog napona od 0,8 iznosi 94 %. Pojačalo snage D klase zbog utjecaja vremena kašnjenja, prema [16], ostvaruje veće harmonijsko izobličenje signala na izlazu iz pojačala. Primjenom metode 2 mjerenjima je potvrđeno smanjenje ukupnog harmonijskog izobličenja u usporedbi s pojačalom bez primjene metode 2. Provedena mjerenja pokazuju da je harmonijsko izobličenje izlaznog signala primjenom metode 2 manje u cijelom rasponu amplituda ulaznog signala.

Literatura

- [1] M.Lewis and L. Brackenbury, "CADRE: An Asynchronous Embedded DSP for Mobile Phone Applications", *Design for Embedded Systems*, vol. 6, July 2002, pp. 451-475.
- [2] Y. Tsvividis, "Continuous-Time Digital Signal Processing", *Electronic Letters*, vol. 39, October 2003, pp. 1551-1552.
- [3] M. Renaudin, "Asynchronous circuits and systems: a promising design alternative", *Microelectronic engineering*, vol. 54, 2000. pp. 133-149.
- [4] H. Inose, T. Aoki, K. Watanabe, "Asynchronous delta-modulation system", *Electronic Letters*, vol. 2, no. 3, March 1966, pp. 95-96.
- [5] T.A. Hawkes, P.A. Simonpieri, "Signal Coding Using Asynchronous Delta Modulation", *IEEE Transactions on communications*, March 1974., pp. 346-348.
- [6] C.J. Kikkert and D.J. Miller, "Asynchronous Sigma-Delta Modulation", *Proceedings of the IREE*, April 1975, pp. 83-88.
- [7] T.C. Green and B.W. Williams, "Spectra of Delta-Sigma Modulated Inverters: An Analytical Treatment", *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 7, October 1992, pp. 644-654.
- [8] E. Allier, G. Sicard, L. Fesquet and M. Renaudin, "A New class of Asynchronous A/D Converters Based on Time Quantization", In Proceedings of ASYNCH 2003. pp. 196-205.
- [9] E. Roza, "Analog-to-Digital Conversion via Duty-Cycle Modulation", . *IEEE Trans. Circuit and Systems Part II*, vol. 44, November 1997, pp. 907-914.
- [10] D. Koscielnik and M. Miskowicz, "Asynchronous Sigma-Delta analog-to digital converter based on the charge pump integrator", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 55, June 2008, pp. 223-228.
- [11] Ouzunov et. al, "Analysis and Design of High-Performance Asynchronous Sigma-Delta Modulators With a Binary Quantizer", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 3, March 2006, pp. 588-596.
- [12] V T. Piessens and M. Steyaert, "High efficiency xDSL line drivers in 0.35_μCMOS using a self-oscillating power amplifier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 1, pp. 22–29, Jan. 2003.
- [13] V. d. Grijp, "Meuleman en Roza," U. S. patent 4,450,564, May 22, 1984.
- [14] P.Wang, H. Hegt, A. van Roermund, and P. Baltus, "Linearization transmitter using asynchronous sigma-delta modulation for UMTS handsets," in Proc. PRORISC 2003, MSM-10, pp. 1–7.
- [15] A. Aurasopon et al, "Suppression of Harmonic Spikes in Asynchronous Sigma Delta Modulation by Randomizing Hysteresis Window", *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E87-A, September 2004, pp. 2248-2255.
- [16] T. Gee and J.S. Chang, "Bang-Bang Control Class-D Amplifiers: Total Harmonic Distorsion and Suply Noise", *IEEE Trans. On Circuits and Systems Part I*, vol. 56, no. 10, October 2009, pp. 2353-2361.
- [17] R. Steele, "Delta Modulation Systems", Pentech Press, London, 1975.
- [18] P.M. Aziz, H.V. Sorensen, J. Van der Spiegel, „An Overview of Sigma-Delta Converters“, *IEEE Signal Processing Magazine*, January 1996, pp. 61-84.
- [19] J. Candy, O. Benjamin, "The structure of quantization noise from sigma-delta modulation," *IEEE Transactions on Communications*, pp. 1316-1323, September, 1981.

- [20] R. Gray, "Spectral analysis of quantization noise in a single-loop sigma delta modulator with dc input," *IEEE Transactions on Communications*, pp.588-599, June, 1989.
- [21] R. Gray, "Quantization noise spectra," *IEEE Transactions on Information Theory*, pp. 1220-1244, November, 1990.
- [22] S. Park, "Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters", Motorola APR8/9, Rev.1,
- [23] J.C. Candy, "Decimation for Sigma-Delta modulation", *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-34, no. 1, January, 1986, pp. 72-76
- [24] G. Jovanovic-Dolecek and S. K. Mitra, "Efficient multistage comb-modified rotated sinc (RS) decimator," *Proc. EUSPCO-2004*, Vienna, Austria, pp.1425-1427, September, 2004.
- [25] M. Brambilla and V. Liberali, "Efficient implementation of multiplier-free decimation filters for A/D conversion", in *Proc. Int. Conf. of Electronics, Circuits and Systems*, pp. 2145-2148, Lisabon, Portugal, Sept. 1998.
- [26] C. Thompson, S. Bemadas, "A digitally corrected 20b delta-sigma modulator," *Digest of Technical Papers, International Solid State Circuits Conference*, pp. 194-195, 1994.
- [27] D. Kerth, D. Kasha, et al, "A 120 dB linear switched-capacitor delta sigma modulator," *Digest of Technical Papers, International Solid State Circuits Conference*, pp. 196-197, 1994.
- [28] M.A.P. Pertijs, K.A.A. Makinwa, J.H. Huijsing, "A CMOS Smart Temperature Sensor with a 3σ inaccuracy of ± 0.1 °C from -55°C to 125°C ", *IEEE Journal of Solid State Circuits*, December 2005. vol. 40, no. 12, pp. 2805-2815.
- [29] J. Juillard, E. Colinet, "Self-Testing of Sigma-Delta MEMS Sensors using BIMBO", *Proceedings of NEWCAS 2007*, pp. 1074-1077.
- [30] T. Kim et.al. „A 110 dB, 3-mW fourth-order sigma-delta modulator for atmospheric pressure sensor”, in *Proceedings of International symposium on System-on-Chip*, 2008, pp. 1-4.
- [31] Chung-Yuan Chen, Tai-Ping Sun, Hsiu-Li Hsieh, „CMOS Sigma-Delta pH-to-Digital Converter“, *IEEE Sensors Journal*, vol. 10, no. 2, pp. 363-363.
- [32] B. Leung, R. Neff, P. Gray, R. Broderson, "Area-Efficient Multichannel Oversampled PCM Voice-Band Coder", *IEEE Journal of Solid State Circuits*, pp. 1351-1357, December, 1988.
- [33] V. Friedman, D. Brinthaup, et al, "A dual-channel voice-band PCM codec using sigma-delta modulation technique," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, pp. 274-280, April, 1989.
- [34] A.Q. Safarian et.al. "An enhanced dynamic range low-power delta-sigma modulator for portable voice band applications", *Proceedings of MIXDES 2003*, pp. 263-268.
- [35] L. Dorrer et.al. „A 2.2 mW, Continuous-Time Sigma-Delta ADC for Voice Coding with 95-dB Dynamic Range in a 65nm CMOS Process”, *Proceedings of ESSCIRC 2006*, pp. 195-198.
- [36] H.D. Quoc-Dang et.al. "A Low-Power and Compact Sigma-Delta Voice-band Codec in a 0.18- μm CMOS Technology", *Proceedings of International Symposium on VLSI Design, Automation and Test 2006*, pp. 1-4.
- [37] R. Adams, "Design and implementation of an audio 18-bit analog-to-digital converter using oversampling techniques," *Journal of the Audioengineering Society*, pp. 153-166, March, 1986.
- [38] D. Welland, B. Del Signore, et al, "A stereo 16-bit delta-sigma AD converter for digital audio," *Journal of the Audioengineering Society*, pp. 476-486, June, 1989.

- [39] L. Williams and B. Wooley, "Third-order sigma-delta modulator with extended dynamic range," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, pp. 193-202, March, 1994.
- [40] Y. Libin, M. Steyaert, W. Stansen, „A 1-V 140- μ W 88-dB Audio Sigma-Delta Modulator in 90-nm CMOS“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, November 2004, vol. 39, no. 11, pp. 1809-1818.
- [41] P. Hyunsik et.al. "A 0.7-V 870- μ W Digital Audio CMOS Sigma-Delta Modulator", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, April 2009, vol. 44, no. 4, pp. 1078-1088.
- [42] L. Longo and M. Copeland, "A 13 bit ISDN-band oversampled ADC using two-stage third order noise shaping," Proceedings, *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 21.2.1-21.2.4, 1988.
- [43] S. Norsworthy, I. Post, H. Fetterman, "A 14-bit 80kHz sigma-delta A/D converter: modeling, design, and performance evaluation," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, pp. 256-266, April, 1989
- [44] M.I. Mathew, C.P. Lewis, "Design of Sgima-Delta Modulation Converters for Telecommunication Applications", *IEE Colloquium on Advanced A/D and D/A Conversion Techniques and Applications 1989*, pp. 6/1-6/8.
- [45] S.R. Norswothy, I.G. Post, "A 13-bit, 160 kHz sigma-delta A/D converter for ISDN", *IEEE Custom Integrated Circuits Conference 1989*, pp. 21.3/1-21.3/4.
- [46] G. Yonghong, H. Tenhunen, "Implementation aspects of an oversampling D/A converter for DMT-ADSL systems", Proceedings of ICESC 1999, vol. 3, pp. 1397-1400.
- [47] R. del Rio et.al. "High Performance Sigma-Delta ADC for ADSL Applications in 0.35 μ m CMOS Digital Technology", Proceedings of ICESC 1999, vol. 1, pp. 501-504.
- [48] J.S. Chiang et.al. "A 2.5-V, 14-bit MASH sigma-delta modulator for ADSL", *IEEE Asia-Pacific Conference on Advanced System Integrated Circuits 2004*, pp. 24-27.
- [49] T.H. Chang et. al. "A 2.5-V 14-bit, 180-mW Cascaded Sigma-Delta ADC for ADSL2+ Applications", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, November 2007, vol. 42, no. 11, pp. 2357-2368.
- [50] H. Fakhoury et.al. "A 65nm CMOS EDGE/UMTS/WLAN tri-mode four-channel time-interleaved sigma-delta ADC", Proceedings of NEWCAS-TAISA 2009, pp. 1-4.
- [51] L. Dorrer et.al. „, 10-bit, 3mW continuous-time sigma-delta ADC for UMTS in a 0.12 μ m CMOS process", Proceedings ESSCIRC 2003, pp. 245-248.
- [52] F. Fathat et.al. "1-bit sigma-delta analog-to-digital Converter for multistandard GSM/UMTS radio receiver", Proceedings of IEEE ICIT 2004, pp. 290-294.
- [53] R.H.M. van Veldhoven et.al. "A 3.3-mW Sigma-Delta Modulator for UMTS in 1.8- μ m CMOS with 90-dB dynamic range in 2-MHz Bandwidth", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, December 2002, vol. 37, no. 12, pp. 1645-1652.
- [54] T. Švedek, M. Herceg, T. Matić, "A Simple Signal Shaper for GMSK/GFSK and MSK Modulator Based on Sigma-Delta Look-up Table", *Radioengineering journal*, June 2009, vol. 18, no. 2, pp. 230-237.
- [55] V. Adrian, J.S. Chang, B.H. Gwee, "A Low-Voltage Micropower Digital Class-D Amplifier Modulator for Hearing Aids", *IEEE Transaction on Circuits and Systems Part I*, February 2009, vol. 56, no. 2, pp. 337-349.
- [56] B.H. Gwee, J.S. Chang, V. Adrian, "A Micropower Low-Distorsion Digital Class-D Amplifier Based on Algorithmic Pulsewidth Modulator", *IEEE Transaction on Circuits and Systems Part I*, October 2005, vol. 52, no. 10, pp. 2007-2022.

- [57]K. Kang et.al. „Class-D Audio Amplifier Using 1-Bit Fourth-Order Delta-Sigma Modulation”, *IEEE Transaction on Circuits and Systems Part II*, August 2008, vol. 55, no. 8, pp. 728-732.
- [58]B. Carter, T.R. Brown, “Handbook of operational amplifier applications”, Texas Instruments Application Report SBOA092A, October 2001.
- [59]J. Karki, “Understanding operational amplifier specifications”, Texas Instruments White Paper SLOA011, April, 1998.
- [60]W.G. Jung “Op Amp Applications Handbook”, Elsevier, 2005.
- [61]A.S. Sedra, K.C. Smith, „Microelectronic Circuits“
- [62]B. Zovko-Cihlar: Šum u radiokomunikacijama, Školska knjiga, 1987.
- [63]Texas Instruments „Noise Analysis in Operational Amplifier Applications“, Application Report, SLVA043, 1998.
- [64]T. Matic, T. Svedek and M. Herceg, “Limit Cycle Frequency Jittering of an Asynchronous Sigma-Delta Modulator”, In Proc. of TELSIKS 2009, pp. 198-201.
- [65]K. Kozmin, J. Johansson and J. Delsing, “Level-Crossing ADC Performance Evaluation Toward Ultrasound Application”, *IEEE Trans. On Circuits and Systems Part I*, vol. 56, no. 8, August 2009, pp. 1708-1719.
- [66]K. Kozmin, J. Johansson and J. Delsing, “A low propagation delay dispersion comparator for a level-crossing AD converter”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 62, no. 1, January 2010, pp. 51-61.
- [67]K.Kundert, “Modeling Jitter in PLL-based Frequency Synthesizers”, Dostupno na www.designers-guide.org/Analysis
- [68]S.S.Awad, “Analysis of Accumulated Timing-Jitter in the Time Domain”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, Vol. 47, No. 1, pp. 69-73, February 1998.
- [69]T. Mei, “Compensation circuit for output voltage correction due to propagation delays in hysteretic control loops” U. S. patent 7,053,595, May 30, 2006.
- [70]B.J. Cullpeper et.al. “Apparatus and Method for switching regulator with compensation delay for output voltage error correction” U. S. patent 7,423,414, September 9, 2008.
- [71]R. Palmer, “Audio Power Amplifier Measurements, Part 2”, *Analog Applications Journal*, Texas Instruments, 1 Q 2002

Sažetak

U radu su opisane osnovne karakteristike sinkronog i asinkronog sigma-delta (ASD) modulatora i dan je pregled trenutnog stanja u području primjene sigma-delta (SD) modulatora. U svrhu usporedbe, opisane su osnovne razlike između sinkrone i asinkrone izvedbe SD modulatora.

Provedena je analiza utjecaja vremena kašnjenja komparatora s histerezom na radne značajke ASD modulatora. Matematičkim proračunima, računalnom simulacijom i izvedenim mjerenjima na modelima pokazano je smanjenje središnje frekvencije zbog utjecaja vremena kašnjenja. Za smanjenje nepoželjnog utjecaja vremena kašnjenja na radne značajke ASD modulatora predložene su dvije metode. Prva metoda se zasniva na ograničenju izlaznog signala iz integratora, čime se ostvaruje povećanje izlazne frekvencije (metoda 1), dok se kod druge metode uvodi amplitudna modulacija napona pragova histereze koja izlazni signal integratora postavlja unutar vrijednosti proračunatih napona pragova histereze.

Na temelju matematičkog modela ASD modulatora, za potrebe simulacije utjecaja vremena kašnjenja i metoda za poboljšanje (metoda 1 i metoda 2), kreiran je Simulink model u programskom alatu Matlab®. U Matlab okruženju simuliran je i sklop za pretvorbu 1-bitovnog ASD signala govornog pojasa (frekvencija do 4 kHz) u sinkroni PCM m -bitovni digitalni signal. U simulacijskom programu Multisim Analog Devices Edition simulacijski model ASD modulatora primijenjen je na pojačalo snage D klase na kojem je također ispitana metoda 2.

Za verifikaciju matematičkih modela mjerenjima izrađen je laboratorijski model ASD modulatora s mogućnošću primjene metode 1 i 2. Rezultatima mjerenja na laboratorijskom modelu ASD modulatora potvrđeno je poboljšanje radnih značajki ASD modulatora primjenom navedenih metoda. Na sklopu pojačala snage D klase izmjereno je ukupno harmonijsko izobličenje izlaznog signala. Dokazano je da se primjenom metode 2 faktor ukupnog harmonijskog izobličenja smanjuje u cijelom rasponu amplituda ulaznog signala.

Ključne riječi: asinkroni sigma-delta modulator, sinkroni sigma-delta modulator, kašnjenje komparatora s histerezom, pojačalo snage D klase, ukupno harmonijsko izobličenje, pulsno-kodna modulacija, analogno-digitalna pretvorba

Abstract

The influence of the hysteresis comparator delay on the central frequency of an asynchronous sigma-delta modulator

The basics properties of the synchronous and asynchronous sigma-delta (ASD) modulators have been described and current state-of-art in sigma-delta modulation applications has been reported. For comparison, the major differences between synchronous and asynchronous SD modulators have been described.

Analysis of hysteresis comparator propagation delay influence to the ASD modulator performances has been provided. The mathematical analysis, computer simulations and measurement results confirm the central frequency deterioration due to propagation delay influence. For propagation delay compensation two methods have been proposed. The first method is based on limitation of the integrator output voltage (method 1), which increases ASD central frequency, while second method introduces hysteresis threshold voltage amplitude modulation which keeps the integrator output voltage within calculated hysteresis threshold levels.

Based on the mathematical model of the ASD modulator, for simulation purposes of the propagation delay influence and the proposed method for propagation delay compensation (method 1 and method 2), Simulink model in Matlab® has been created. Matlab implementation of the A/D converter circuit for 1-bit ASD signal to synchronous PCM m -bit digital word for voice-band applications has also been proposed. Using Multisim Analog Devices Edition, simulation model of ASD modulator has been applied to class-D power amplifier for method 2 verification.

For measurement results, the ASD modulator circuit has been implemented with possibility for method 1 and method 2 application. The measurement results on the ASD circuit confirm the mathematical analysis for the propagation delay influence and compensation method contributions which improve ASD modulator performances. For ASD modulator application in class-D power amplifier, total harmonic distortion has been measured. It has been shown that method 2 implementation reduces total harmonic distortion of output signal for full range of input signal amplitudes.

Keywords: asynchronous sigma-delta modulator, synchronous sigma-delta modulator, hysteresis comparator delay, class-D power amplifier, total harmonic distortion, pulse-code modulation, analog-to-digital conversion

Životopis

Rođen sam u Osijeku, 24. listopada 1978. g. Osnovnu školu završio sam 1993. godine u Osijeku, gdje upisujem prirodoslovno-matematičku gimnaziju. Nakon završetka gimnazije, 1997. godine, upisujem studij aeronautike na Prometnom fakultetu Sveučilišta u Zagrebu. Visoko obrazovanje nastavljam 1998. godine na Elektrotehničkom fakultetu u Osijeku. Tijekom studija boravio sam u dva navrata na stručnoj praksi u inozemstvu. Godine 2000. praksu sam obavljao u Ostravi u Republici Češkoj, gdje sam se mjesec dana bavio projektiranjem regulatora u odjelu za automatizaciju tvrtke Ingelectric. Godinu dana poslije, boravio sam 6 mjeseci u Švedskoj nacionalnoj tvrtki za distribuciju radio i TV signala Teracom na poslovima programiranja rasporeda televizijskog programa. Zvanje diplomiranog inženjera elektrotehnike, smjer elektronika i automatizacija stječem 2002. godine na Elektrotehničkom fakultetu Sveučilišta u Osijeku, gdje se iste godine zapošljam kao laborant na Zavodu za elektroniku. Od 2004. godine postajem asistent na Zavodu za komunikacije i upisujem poslijediplomski studij elektrotehnike, smjer telekomunikacije i informatika. Tijekom poslijediplomskog studija položio sam sve zadane ispite i objavio 15 znanstvenih radova, od čega 10 radova na znanstvenim skupovima s međunarodnom recenzijom, 3 članka u međunarodnim časopisima indeksiranim u Science Citation Indeks Expanded bazi i 2 članka u međunarodnim časopisima indeksiranim u INSPEC-u. Od svih objavljenih radova izdvojio bih rad „Comparison of current-voltage characteristics for hypothetical Si and SiC bipolar junction transistor“, objavljen s koautorima Tomislavom Švedek i Marijanom Herceg, koji je citiran u NASA Scientific and Technical Aerospace Reports, travanj 2009. Ostali znanstveni radovi koje sam objavio su iz znanstvenih područja modulacijskih postupaka, analogno-digitalne pretvorbe te sigma-delta modulacije. Trenutno, kao asistent, sudjelujem u znanstvenom radu na dva znanstvena projekta Ministarstva znanosti, obrazovanja i športa.