T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AKTİF ELEMANLAR İLE FAZ İLERLEMELİ, GECİKMELİ KOMPANSATÖR VE KONTROLÖR DEVRELERİNİN TASARIMI

YUSUF BUZCU

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRONİK PROGRAMI

DANIŞMAN
DOÇ. DR. UMUT ENGİN AYTEN

İSTANBUL, 2019

T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AKTİF ELEMANLAR İLE FAZ İLERLEMELİ, GECİKMELİ KOMPANSATÖR VE KONTROLÖR DEVRELERİNİN TASARIMI

YUSUF BUZCU tarafından hazırlanan tez çalışması 16.07.2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

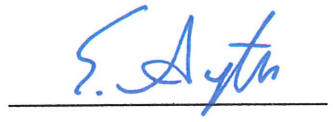
Doç. Dr. Umut Engin AYTEN

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

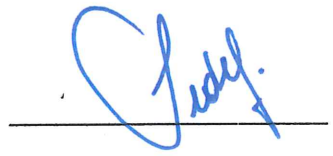
Doç. Dr. Umut Engin AYTEN

Yıldız Teknik Üniversitesi



Prof. Dr. Herman SEDEF

Yıldız Teknik Üniversitesi



Prof. Dr. Mehmet SAĞBAŞ

Yeni Yüzyıl Üniversitesi



ÖNSÖZ

Lisansüstü eğitimim boyunca bana yol gösteren ve yardımlarını esirgemeyen sayın hocam Doç. Dr. Umut Engin AYTEN'e en içten dileklerimle teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca üzerimde emeği olan bütün hocalarıma teşekkür ediyorum. Son olarak, her zaman maddi ve manevi destekleriyle yanımda olan aileme, tez sürecinde sürekli olarak bana destek olan canım eşime çok teşekkür ediyorum.

Temmuz, 2019

Yusuf BUZCU

İÇİNDEKİLER

sayfa

SİMGE LİSTESİ vi

KISALTMA LİSTESİ vii

ŞEKİL LİSTESİ viii

ÇİZELGE LİSTESİ xii

ÖZET xiii

ABSTRACT xv

BÖLÜM 1

GİRİŞ 1

1.1 Literatür Özeti 1
1.2 Tezin Amacı 3
1.3 Hipotez 4
1.4 Tezde İzlenen Yol 4

BÖLÜM 2

KOMPANZASYON VE KONTROL SİSTEMLERİ 5

2.1 Kompanzasyon 5
2.1.1 Transfer Fonksiyonu 6
2.2 Kompanzasyon Çeşitleri 7
2.2.1 Seri Kompanzasyon 7
2.2.2 Paralel Kompanzasyon 8
2.2.3 Seri-Paralel Kompanzasyon 8
2.3 Pasif Elemanlar ile Faz İlerlemeli (Lead), Faz Gecikmeli (Lag) Kontrol Yapıları 9
2.3.1 Lead Kompansatör 10
2.3.2 Lag Kompansatör 12
2.3.3 Lead-Lag Kompansatör 13
2.4 İşlemsel Kuvvetlendirici ile Lead, Lag Kompansatör Tasarımı 16

BÖLÜM 3

GERİLİM MODLU DEVRE MODELİ 19

3.1 Akım Geri Beslemeli İşlemsel Yükselteç (CFOA) 20
3.2 CFOA Tabanlı Önerilen Kompansatör Devre Modeli 21
3.3 Benzetim Sonuçları 23
3.4 CFOA Tabanlı Faz İlerlemeli (Lead) Kompansatörün Benzetim Sonuçları . 24
3.4.1 G_{c1}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lead Kompansatör Devresi .. 24
3.4.2 G_{c2}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lead Kompansatör Devresi .. 28
3.4.3 G_{c3}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lead Kompansatör Devresi .. 32
3.5 CFOA Tabanlı Faz Gecikmeli (Lag) Kompansatörün Benzetim Sonuçları... 36
3.5.1 G_{c1}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lag Kompansatör Devresi 36
3.5.2 G_{c2}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lag Kompansatör Devresi 39
3.5.3 G_{c3}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lag Kompansatör Devresi 43
3.6 CFOA Tabanlı Faz İlerlemeli-Faz Gecikmeli (Lead-Lag) Kompansatörün Benzetim Sonuçları 46
3.7 CFOA Tabanlı Kompansatör Devreleri için Benzetim Sonuçları 51

BÖLÜM 4

AKIM MODLU DEVRE MODELİ 52

4.1 Pozitif Tip İkinci Kuşak Akım Taşıyıcı (CCII+) 53
4.2 CCII+ Tabanlı Önerilen Kompansatör Devre Modeli..... 54
4.3 Benzetim Sonuçları 56
4.4 CCII+ Tabanlı Faz İlerlemeli (Lead) Kompansatörün Benzetim Sonuçları.. 58
4.4.1 G_{c1}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lead Kompansatör Devresi .. 58
4.4.2 G_{c2}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lead Kompansatör Devresi .. 61
4.4.3 G_{c3}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lead Kompansatör Devresi .. 65
4.5 CCII+ Tabanlı Faz Gecikmeli (Lag) Kompansatörün Benzetim Sonuçları ... 68
4.5.1 G_{c1}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lag Kompansatör Devresi 68
4.5.2 G_{c2}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lag Kompansatör Devresi 72
4.5.3 G_{c3}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lag Kompansatör Devresi 76
4.6 CFOA Tabanlı Faz İlerlemeli-Faz Gecikmeli (Lead-Lag) Kompansatörün Benzetim Sonuçları 79
4.7 CCII+ Tabanlı Kompansatör Devreleri için Benzetim Sonuçları 83

BÖLÜM 5

KONTROLÖR UYGULAMA..... 85

BÖLÜM 6

SONUÇLAR VE ÖNERİLER 89

KAYNAKLAR..... 91

ÖZGEÇMİŞ..... 93

SİMGE LİSTESİ

C	Kapasite
I	Akım
L	Tranzistörün kanal uzunluğu
R	Direnç
R_x	Parazitik direnç
V	Gerilim
W	Tranzistörün kanal genişliği
Z	Admitans
α	Zayıflama sabiti
β	DC Kazanç
w	Frekans
r(t)	Zaman domeni giriş sinyali
y(t)	Zaman domeni çıkış sinyali
g(t)	Zaman domeni sistem gösterimi
c(t)	Zaman domeni kontroller-kompansatör gösterimi
$E_o(s)$	Laplace domeni giriş sinyali
$E_i(s)$	Laplace domeni çıkış sinyali
R(s)	Laplace domeni giriş sinyali
Y(s)	Laplace domeni çıkış sinyali
G(s)	Laplace domeni sistem gösterimi
C(s)	Laplace domeni kontroller-kompansatör gösterimi
H(s)	Laplace domeni geri besleme (sensör) sinyali

KISALTMA LİSTESİ

CC	Current Conveyor (Akım Taşıyıcı)
CCI	First Generation Current Conveyor (Birinci Nesil Akım Taşıyıcı)
CCII	Second Generation Current Conveyor (İkinci Nesil Akım Taşıyıcı)
CCII+	Positive-Type Second Generation Current Conveyor (Pozitif Tip İkinci Nesil Akım Taşıyıcı)
CFOA	Curent Feedback Operational Amplifier (Akım Geri Beslemeli İşlemsel Kuvvetlendirici)
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor (Tümler Metal Oksit Yarıiletken)
IC	Integrated Circuit (Tümleşik Devre)
İAD	İşaret Akış Diyagramı
Opamp	Operational Amplifier (İşlemsel Kuvvetlendirici)
PD	Proportional-Derivative (Oransal-Türevsel)
PI	Proportional-Integral (Oransal-İntegral)
PID	Proportional-Integral-Derivative (Oransal-İntegral-Türevsel)
PSPICE	Personal Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 Tek girişli-tek çıkışlı sistemin bode diyagramı 7
Şekil 2.2 Seri kompanzasyon 7
Şekil 2.3 Paralel kompanzasyon 8
Şekil 2.4 Seri-paralel kompanzasyon 9
Şekil 2.5 RC elemanları lead kompansatör devre yapısı 10
Şekil 2.6 Lead kompansatör kutup-sıfır diyagramı 11
Şekil 2.7 RC elemanları lag kompansatör devre yapısı 12
Şekil 2.8 Lag kompansatör kutup-sıfır diyagramı 13
Şekil 2.9 RC elemanları lead-lag kompansatör devre yapısı 14
Şekil 2.10 Lead-lag kompansatör kutup-sıfır diyagramı 15
Şekil 2.11 OPAMP ile lead, lag kompansatör devresi 16
Şekil 2.12 Sadeleştirilmiş lead-lag devre şeması 17
Şekil 2.13 Lag-lead kompansatör devre şeması 18
Şekil 3.1 CFOA'nın (AD844) blok diyagramı 20
Şekil 3.2 CFOA tabanlı önerilen kompansatör devresi 21
Şekil 3.3 CFOA aktif elemanının ideal olmayan devre modeli 23
Şekil 3.4 CMOS tranzistörler ile gerçeklenen CFOA aktif elemanın devre yapısı 24
Şekil 3.5 G_{c1} lead kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği 25
Şekil 3.6 G_{c1} lead kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği 26
Şekil 3.7 G_{c1} lead kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı 27
Şekil 3.8 G_{c1} lead kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı 27
Şekil 3.9 G_{c1} lead kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı 27
Şekil 3.10 G_{c1} lead kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı 28
Şekil 3.11 G_{c1} lead kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı 28
Şekil 3.12 G_{c2} lead kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği 29
Şekil 3.13 G_{c2} lead kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği 29
Şekil 3.14 G_{c2} lead kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı 30
Şekil 3.15 G_{c2} lead kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı 31
Şekil 3.16 G_{c2} lead kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı 31
Şekil 3.17 G_{c2} lead kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı 31
Şekil 3.18 G_{c2} lead kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı 32
Şekil 3.19 G_{c3} lead kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği 33
Şekil 3.20 G_{c3} lead kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği 33
Şekil 3.21 G_{c3} lead kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı 34

Şekil 3.22 G_{c3} lead kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı 34
Şekil 3.23 G_{c3} lead kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı 35
Şekil 3.24 G_{c3} lead kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı 35
Şekil 3.25 G_{c3} lead kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı 35
Şekil 3.26 G_{c1} lag kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği 36
Şekil 3.27 G_{c1} lag kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği..... 37
Şekil 3.28 G_{c1} lag kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı 38
Şekil 3.29 G_{c1} lag kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı 38
Şekil 3.30 G_{c1} lag kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı..... 38
Şekil 3.31 G_{c1} lag kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı 39
Şekil 3.32 G_{c1} lag kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı 39
Şekil 3.33 G_{c2} lag kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği 40
Şekil 3.34 G_{c2} lag kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği..... 40
Şekil 3.35 G_{c2} lag kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı 41
Şekil 3.36 G_{c2} lag kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı 41
Şekil 3.37 G_{c2} lag kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı..... 42
Şekil 3.38 G_{c2} lag kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı 42
Şekil 3.39 G_{c2} lag kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı 42
Şekil 3.40 G_{c3} lag kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği 43
Şekil 3.41 G_{c3} lag kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği..... 44
Şekil 3.42 G_{c3}lag kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı 45
Şekil 3.43 G_{c3}lag kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı 45
Şekil 3.44 G_{c3} lag kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı..... 45
Şekil 3.45 G_{c3} lag kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı..... 46
Şekil 3.46 G_{c3} lag kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı 46
Şekil 3.47 Lead-Lag kompansatör devresi..... 47
Şekil 3.48 Lead-lag (CFOA) kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği 48
Şekil 3.49 Lead-lag (CFOA) kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği 48
Şekil 3.50 Lead-lag (CFOA) kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı 49
Şekil 3.51 Lead-lag (CFOA) kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı 49
Şekil 3.52 Lead-lag (CFOA) kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı 50
Şekil 3.53 Lead-lag (CFOA) kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı 50
Şekil 3.54 Lead-lag (CFOA) kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı 50
Şekil 4.1 CCII+ aktif elemanının blok diyagramı 53
Şekil 4.2 CCII+ tabanlı önerilen kompansatör devresi 54
Şekil 4-3 CCII+ aktif elemanının ideal olmayan devre modeli..... 55
Şekil 4.4 CMOS tranzistörler ile gerçeklenen CCII+ aktif elemanın devre yapısı 57
Şekil 4.5 G_{c1} lead kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği 58
Şekil 4.6 G_{c1} lead kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği..... 59
Şekil 4.7 G_{c1} lead kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı 60
Şekil 4.8 G_{c1} lead kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı 60
Şekil 4.9 G_{c1} lead kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı..... 60
Şekil 4.10 G_{c1} lead kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı 61
Şekil 4.11 G_{c1} lead kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı 61
Şekil 4.12 G_{c2} lead kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği 62
Şekil 4.13 G_{c2} lead kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği 62

Şekil 4.14 G_{c2} lead kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı 63
Şekil 4.15 G_{c2} lead kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı 63
Şekil 4.16 G_{c2} lead kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı 64
Şekil 4.17 G_{c2} lead kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı 64
Şekil 4.18 G_{c2} lead kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı 64
Şekil 4.19 G_{c3} lead kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği 65
Şekil 4.20 G_{c3} lead kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği 66
Şekil 4.21 G_{c3} lead kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı 67
Şekil 4.22 G_{c3} lead kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı 67
Şekil 4.23 G_{c3} lead kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı 67
Şekil 4.24 G_{c3} lead kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı 68
Şekil 4.25 G_{c3} lead kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı 68
Şekil 4.26 G_{c1} lag kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği 69
Şekil 4.27 G_{c1} lag kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği..... 69
Şekil 4.28 G_{c1} lag kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı 70
Şekil 4.29 G_{c1} lag kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı 71
Şekil 4.30 G_{c1} lag kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı..... 71
Şekil 4.31 G_{c1} lag kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı 71
Şekil 4.32 G_{c1} lag kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı 72
Şekil 4.33 G_{c2} lag kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği 73
Şekil 4.34 G_{c2} lag kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği..... 73
Şekil 4.35 G_{c2} lag kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı 74
Şekil 4.36 G_{c2} lag kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı 74
Şekil 4.37 G_{c2} lag kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı..... 75
Şekil 4.38 G_{c2} lag kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı 75
Şekil 4.39 G_{c2} lag kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı 75
Şekil 4.40 G_{c3} lag kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği 76
Şekil 4.41 G_{c3} lag kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği..... 77
Şekil 4.42 G_{c3} lag kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı 78
Şekil 4.43 G_{c3} lag kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı 78
Şekil 4.44 G_{c3} lag kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı..... 78
Şekil 4.45 G_{c3} lag kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı 79
Şekil 4.46 G_{c3} lag kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı 79
Şekil 4.47 Lead-Lag kompansatör devresi..... 80
Şekil 4.48 Lead-lag (CCII+) kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği..... 80
Şekil 4.49 Lead-lag (CCII+) kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği..... 81
Şekil 4.50 Lead-lag (CCII+) kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı..... 82
Şekil 4.51 Lead-lag (CCII+) kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı..... 82
Şekil 4.52 Lead-lag (CCII+) kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı 82
Şekil 4.53 Lead-lag (CCII+) kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı 83
Şekil 4.54 Lead-lag (CCII+) kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı 83
Şekil 5.1 PID'li kapalı döngü kontrol sistemi 85
Şekil 5.2 $H_L(s)$ kapalı döngü kontrol sistemi 86
Şekil 5.3 Kompansatör ve PID'li kapalı döngü kontrol sistemi..... 86
Şekil 5.4 Kapalı döngü kontrol sisteminin genlik-frekans karakteristiği 87
Şekil 5.5 Kapalı döngü kontrol sisteminin faz-frekans karakteristiği 87

Şekil 5.6 Kapalı döngü sistemin birim basamak cevabı..... 88

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1 CFOA elemanını CMOS tranzistör boyutları 24
Çizelge 3.2 G_{c1} lead devresi için osiloskop çıktıları 26
Çizelge 3.3 G_{c2} lead devresi için osiloskop çıktıları 30
Çizelge 3.4 G_{c3} lead devresi için osiloskop çıktıları 34
Çizelge 3.5 G_{c1} lag devresi için osiloskop çıktıları 37
Çizelge 3.6 G_{c2} lag devresi için osiloskop çıktıları 41
Çizelge 3.7 G_{c3} lag devresi için osiloskop çıktıları 44
Çizelge 3.8 Lead-lag (CFOA) devresi için osiloskop çıktıları 49
Çizelge 4.1 İdeal Olmayan CCII elemanının parazitik eleman değerleri, akım ve gerilim kazançları 56
Çizelge 4.2 CCII+ elemanını CMOS tranzistör boyutları 57
Çizelge 4.3 G_{c1} lead devresi için osiloskop çıktıları 59
Çizelge 4.4 G_{c2} lead devresi için osiloskop çıktıları 63
Çizelge 4.5 G_{c3} lead devresi için osiloskop çıktıları 66
Çizelge 4.6 G_{c1} lag devresi için osiloskop çıktıları 70
Çizelge 4.7 G_{c2} lag devresi için osiloskop çıktıları 74
Çizelge 4.8 G_{c3} lag devresi için osiloskop çıktıları 77
Çizelge 4.9 Lead-lag (CCII+) devresi için osiloskop çıktıları 81

ÖZET

AKTİF ELEMANLAR İLE FAZ İLERLEMELİ, GECİKMELİ KOMPANSATÖR VE KONTROLÖR DEVRELERİNİN TASARIMI

Yusuf BUZCU

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Umut ENGİN AYTEN

Bu yüksek lisans tez çalışmasında, literatürde önerilen çeşitli aktif eleman yapıları kullanılarak, şimdiye kadar literatürde sunulan devre yapılarına göre avantajlı olan faz ilerlemeli ve gecikmeli kompansatör (lead and lag compansator) devrelerinin tasarımları gerçekleştirilecektir. Faz ilerlemeli ve gecikmeli kompansatör devreleri genelde gerilim modludur. Son yıllarda yapılan çalışmalarda giriş ve çıkış büyüklüklerinin akım olduğu (akım modlu yapılar) elektronik devre yapılarının avantajları ortaya konmuştur. Bu doğrultuda gerilim modlu yapıda olan birçok elektronik sistem, akım modlu olacak şekilde geliştirilmeye çalışılmıştır.

Bu tezde de gerilim modlu faz ilerlemeli ve gecikmeli kompansatör devrelerinin tasarımı yapılacaktır ve aynı zamanda bu kompansatör devreleri akım modlu olacak şekilde geliştirilecek ve yeni devre yapıları elde edilecektir.

Gerilim modlu devre yapısında akım geri beslemeli işlemsel kuvvetlendirici (CFOA-Current Feedback Operational Amplifier) aktif elemanı kullanılarak faz ilerlemeli ve faz gecikmeli kompansatör tasarımı yapılmıştır.

Akım modlu devre yapısında ikinci kuşak akım taşıyıcı (CCII- Second Generation Current Conveyor) aktif elemanı kullanılarak faz ilerlemeli ve faz gecikmeli kompansatör tasarımı yapılmıştır.

Tasarlanan devrelerin bilgisayar benzetimleri ve deneysel çalışmaları bu tez kapsamında gerçekleştirilecektir.

Anahtar Kelimeler: Kompanzasyon, faz ilerlemeli, faz gecikmeli, kontrolör

ABSTRACT

DESIGN OF PHASE PROGRESSIVE, DELAYED COMPENSATOR AND CONTROLLER CIRCUITS WITH ACTIVE ELEMENTS

Yusuf BUZCU

Department of Electronics and Communications Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Assoc. Dr. Umut Engin AYTEN

In this master's thesis, the design of phase progressive and delayed compensator (lead and lag compensator) circuits, which are advantageous compared to the circuit structures presented in the literature, will be realized by using various active element structures proposed in the literature. The phase progressive and delayed compensator circuits are generally voltage modulated. In recent years, the advantages of current-mode electronic circuit structures have been demonstrated. In this direction, many electronic systems with voltage mode structure have been developed to be current mode. In this thesis, the design of voltage modulated phase delayed and delayed compensator circuits will be designed and at the same time these compensator circuits will be developed to be current mode and new circuit structures will be obtained.

In the voltage-modulated circuit structure, phase progressive and phase delayed compensator design has been made by using the active element of the current feedback amplifier (CFOA- Current Feedback Operational Amplifier).

In the current mode circuit, phase progressive and phase delayed compensator design is made by using the second element current carrier (CCII) Second Generation Current Conveyor.

Computer simulations and experimental studies of the designed circuits will be carried out in this thesis.

Keywords: Compensation, phase progress, phase delayed, controller

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Literatür Özeti

Kompanzasyon devre yapıları sistemin kararlılığını artırmak, geçici hal cevabını ve kararlı hal hatasını düzenlemek için sistemin kutup ve sıfırlarını kaydırarak transfer fonksiyonun değişmesine neden olurlar. Bu nedenle kompansazyon devreleri sistemi istenen performansa ulaştırmak için kullanılan devre yapılarıdır [1].

PID denetleyici tasarımı, kontrol sistemleri alanında çok kullanılan ve ilgi gören bir yöntemdir. PID denetleyici tasarımı basit ve ucuzdur ve aynı zamanda PID parametreleri kolay bir şekilde ayarlanabilir [2]. İşaret akış diyagramları (İAD) sentez yöntemi kullanılarak gerçekleştirilen analog PID denetleyici devreleri [3]-[6]'da verilmiştir. Bu yöntem, verilen PID denetleyici transfer fonksiyonundan işaret akış diyagramının çizilmesi ve bu diyagramdan devrenin gerçekleştirilmesine dayanmaktadır. Bu sebepten dolayı kuvvetlendirici, integral alıcı, türev alıcı ve ağırlık toplayıcı devrelerine ihtiyaç vardır. Bu da önerilen devrelerde kullanılan aktif ve pasif eleman sayılarının çok fazla olmasına neden olmaktadır [7].

Faz ilerlemeli, gecikmeli kontrol yapıları günümüzde PID kontrol yapılarının klasik modeli olarak halen yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu kontrol yapıları iki veya üç parametreye sahip olduklarından dolayı bu yapıları kontrol etmek kolaydır.

Faz ilerlemeli, gecikmeli kontrol yapıları ile PID kontrol yapıları arasında bazı farklılıklar bulunmaktadır. Bunlardan en önemlisi faz ilerlemeli, gecikmeli kontrol yapıları sadece direnç ve kapasite kullanılarak sadece pasif devre elemanları ile gerçekleşebileceği gibi bu çalışmamızda yaptığımız gibi CFOA ve CCII gibi aktif devre elamanları ile de

gerçeklenebilmektedir. Ancak PID kontrol yapıları sadece OPAMP gibi aktif devre elamanları ile gerçeklenebilmektedir.

Faz ilerlemeli kompansatör devre yapıları sistemin geçici hal cevabını düzenlemek için kullanılmaktadır. Faz gecikmeli kompansatör devre yapıları ise kararlı hal hatasını ortadan kaldırmak için kullanılmaktadır. Aynı anda hem geçici hal cevabını düzenlemek hem de kararlı hal hatasını ortadan kaldırmak istendiğinde ise faz ilerlemeli-gecikmeli kompansatör devre yapıları kullanılmaktadır. Kompansatör devre yapıları işlevleri bakımından basitçe PI, PD, PID kontrolör yapılarına benzetilmektedir. Faz ilerlemeli kompansatör devre yapısı PD kontrolör yapısına, faz geciklemeli kompansatör devre yapısı PI kontrolör devre yapısına ve faz ilerlemeli-gecikmeli kompansatör devre yapısı da PID kontrolör devre yapısına benzetilmektedir [1].

Elektronik devrelerin tasarımı sayısal ve analog devre tasarımları olmak üzere iki ana başlıkta incelenebilir. Gerilim modlu devreler, adından anlaşılacağı üzere giriş ve çıkış işareti gerilim olarak verilir. Akım modlu yapıda ise akım şeklinde verilir. Akım veya gerilim modlu devre demek sadece akım veya sadece gerilim modlu devre demek değildir. Akım modlu yapıda gerilim, gerilim modlu yapıda da akım ifadelerinin olacağını bilinmelidir. Genel olarak akım modlu yapılarda işaret akım üzerinden taşındığından bu devre yapılarında düşük empedanslı düğümler mevcuttur. Bu sayede işaret daha hızlı taşınır. Bu nedenden dolayı akım modlu yapılar gerilim modlu yapılara göre daha performanslı çalışırlar.

1960'lı yıllardan itibaren opamp, analog devre tasarımında aktif olarak kullanılmıştır. Günümüzde bile opamp devre tasarımında vazgeçilmez bir entegredir. Ancak voltaj modlu opamp devrelerinin bazı dezavantajları mevcuttur. Bu devre yapılarında kapalı çevrim kazancının yüksek olması istenildiği takdirde bu sefer devrenin çalıştığı bant genişliği daralmaktadır. Ayrıca değişim hızları kısıtlı olduğundan dolayı yüksek frekanslara çıkıldığında kısıtlayıcı etkiye sahip olmaktadırlar. Voltaj modlu devrelerin bu gibi sıkıntılarından ötürü akım modlu devre yapıları tasarlanmaya başlanmıştır. Akım modlu devre yapılarında daha geniş bant genişliği, yüksek değişim hızı, düşük güç tüketimi ve opamp'lı yapılara göre daha sade ve basit devre tasarımlarına olanak tanımaktadırlar.

Günümüzde voltaj modlu opamp'ın devre yapılarında daha kullanışlı olmasına sağlamak adına tezimizde de kullandığımız "Akım Geri beslemeli İşlemsel Yükselteç (CFOA)" tasarlanmıştır. CFOA, opamp'a benzer bir tümdevre olarak tasarlanmasına rağmen aralarından bazı farklılıklar bulunmaktadır. Bunlardan biri CFOA tümdevresinin asimetrik bir yapıda olması, yani CFOA elemanı ideal durumda giriş empedansları y ucunda sonsuz, x ucunda sıfırdır. Diğer önemli bir farkı ise giriş ve çıkış arasında geçiş fonksiyonu olmasıdır. Böylece kazançtan bağımsız bant genişliğine sahip bir katman oluşur [7].

Bu çalışmada, CFOA aktif elemanı kullanılarak yeni bir gerilim modlu faz ilerlemeli, gecikmeli kompansatör devre tasarımı önerilmiştir. Önerilen devre modelinde aktif eleman dışında iki direnç ve iki kapasite elemanı kullanılmıştır.

Daha sonra CCII aktif elemanı kullanılarak yeni bir akım modlu faz ilerlemeli ve gecikmeli kompansatör devre modeli önerilmiştir. CCII aktif elemanı yüksek frekanslarda yüksek performans, doğrusallık ve daha dinamik yapıları sayesinde diğer aktif elemanlara göre daha çok tercih edilmektedir. Önerilen devre modelinde aktif eleman dışında yine iki direnç ve iki kapasite kullanılmıştır.

Simülasyonlar esnasında CFOA ve CCII aktif elemanlarının CMOS tranzistörlerle gerçeklemesi yapılmıştır. Aynı zamanda ticari olarak üretilebilen AD844 tümdevresi kullanılarak elde edilen benzetim sonuçları çalışmaya eklenmiştir.

1.2 Tezin Amacı

Bu çalışmada minimum sayıda aktif devre elamanları kullanılarak literatürde bulunmayan faz ilerlemeli, gecikmeli kompansatör devrelerinin tasarımı amaçlanmıştır. Aktif devre elemanları ile tasarlanan kompansatörlerin AD844 tümdevre ve CMOS devre modelleri üzerinde performans analizleri incelenecek ve kontrollerinin yapılması amaçlanmıştır. Analiz sonuçları PSPICE benzetim programı ve deneysel ortamda piyasada yaygın olarak kullanılan AD844 tümdevresi kullanılarak yapılması amaçlanmaktadır.

1.3 Hipotez

Bu çalışmada literatürde bulunmayan bir adet ticari olarak temin edilebilen bir aktif elaman olan CFOA elamanı kullanılarak faz ilerlemeli, gecikmeli kompansatör devre yapılarının tasarlanması öngörülmektedir. Aynı zamanda yine literatürde bulunmayan iki adet ticari olarak temin edilebilen CCII+ aktif elemanı kullanılarak faz ilerlemeli, gecikmeli kompansatör yapılarının tasarımı gerçeklenmektedir.

1.4 Tezde İzlenen Yol

Yapılan literatür araştırmalarına istinaden bir adet gerilim modlu ve bir adet akım modlu kompansatör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Gerilim modlu yapıda CFOA aktif elemanı, akım modlu yapıda ise CCII aktif elemanı kullanılmıştır.

Bu tezin ikinci bölümümde kompanzasyon ve kompanzasyon türleri hakkında bilgi verilecektir. İlk önce pasif kompanzasyon devre yapıları ve matematiksel ifadeleri daha sonra da literatürdeki aktif kompanzasyon devre yapılarından bahsedilecektir.

Üçünce bölümde, önerilen CFOA aktif elamanı ile gerçekleştirilen faz ilerlemeli ve gecikmeli kompansatör yapısı incelenecektir. Ayrıca PSPICE devre benzetim programı kullanılarak faz-frekans ve genlik-frekans karakteristikleri çıkarılarak önerilen devrelerin çalışma aralığı gösterilmiştir.

Dördüncü bölümde, önerilen CCII aktif elamanı kullanılarak gerçekleştirilen faz ilerlemeli ve gecikmeli kompansatör yapısı incelenecektir. Daha sonra da PSPICE devre benzetim programı kullanılarak faz-frekans ve genlik-frekans karakteristikleri çıkarılarak önerilen devrelerin çalışma aralığı gösterilmiştir.

Beşinci bölümde, CFOA tabanlı PID kontrol devresi içeren kapalı döngü kontrol sistemine faz gecikmeli kompansatör eklenerek PSPICE devre benzetim programında faz-frekans ve genlik frekans karakteristikleri çıkarılmıştır.

Altıncı bölümde, bu tezde elde edilen sonuçlar ele alınmıştır.

BÖLÜM 2

KOMPANZASYON VE KONTROL SİSTEMLERİ

2.1 Kompanzasyon

Tüm kontrol sistemleri belirli hedeflere ulaşmak için tasarlanmıştır. Kontrol sistemi için belirli gereksinimler tanımlanmıştır. İyi bir kontrol sistemi daha az hataya, iyi hassasiyete, iyi tepki hızına, iyi bağıl kararlılığa, gereğinden fazla aşmaya neden olmayacak iyi sönümlemeye sahiptir. Sistemin tatmin edici performansı için, önce kazanç ayarlanır. Uygulamada, yalnızca kazancın ayarlanması tatmin edici sonuçlar sağlayamaz. Bunun nedeni, kazanç arttığında, sistemin kararlı durum davranışının iyileştirilmesi, ancak bazı durumlarda çoğu zaman dengesizliklerin zayıf geçici tepkiye yol açmasıdır. Bu nedenle kontrol sisteminin tasarımı zorlu bir iştir. Pratik olarak tasarım özellikleri, sistemin tasarlandığı duruma göre kesin sayısal değerlerin bir araya getirilmesiyle sağlanır. Bu gibi spesifikasyonlar arasında tepe aşımı, tepe zamanı, sönümleme oranı, doğal salınımların sıklığı, hata katsayıları, kazanç marjı, faz marjı vb. [8].

Uygulamada, bir sistem gerekli özellikleri karşılayacak şekilde yeniden tasarlanacaksa, ona harici bir cihaz ekleyerek sistemi değiştirmek gerekir. İlave uygun bir cihaz kullanılarak sistemin bu şekilde yeniden tasarlanması veya değiştirilmesi, kontrol sisteminin kompanzasyonu olarak adlandırılır. Sistemin davranışını değiştirmek için kullanılan harici bir cihaza kompansatör denir. Kompansatör, gerekli performansı elde etmek için sistemde eksik olan özellikleri sağlar.

Kompanzasyon devreleri sistemin kutup ve sıfırları ile oynayarak transfer fonksiyonun değişmesine neden olurlar. Kompanzasyon devreleri, sistem tasarımında önemli bir yer tutmaktadır. Tasarlanan veya eldeki sistem beklenilen performans kriterlerini sağlamıyorsa, mevcut sistem kompanzasyon işleminden geçirilerek istenilen performansa getirilir.

Kompansatör sistemleri sayesinde;

- Sistemde istenen performans elde edilir.
- Kararsızlık var ise kararlı hale getirilir.
- Aşım miktarı var ise minimize edilir.

Kompanzasyon hakkında genel bir bilgi verdikten sonra kompansatör yapılarına geçmeden önce transfer fonksiyonu hakkında genel bir bilgi vermek faydalı olacaktır.

Üniversite günümüzdeki durumuna gelinceye kadar çeşitli aşamalardan geçmiştir.

2.1.1 Transfer Fonksiyonu

Kontrol sistemlerinin analizinde ve tasarımda en önemli noktalardan bir tanesi sistemin matematiksel olarak ifade edilmesiyle sağlanır. Transfer fonksiyonu metodu sadece lineer sistemlere uygulanabilir. Sistemin başlangıç koşulları sıfır kabul edilerek, sistemin çıkışı ile girişi arasındaki Laplace transformasyonları oranına transfer fonksiyonu denir. Transfer fonksiyonu sistemin sadece dinamik karakteristiklerini tanımlar. Sistemin fiziksel yapısı hakkında herhangi bir bilgi içermez. Kısaca aynı transfer fonksiyonuna sahip sistemlerin fiziksel yapıları farklı olabilmektedir.

Şekil 2.1'de verilen doğrusal zamanla değişmeyen bir sistemin, tüm başlangıç koşulları sıfır olduğunda sisteme uygulanan impuls yanıtının Laplace fonksiyonu transfer fonksiyonu olarak tanımlanır [9]. Sistemin girişi r(t), çıkışı y(t) ve impuls yanıtı g(t) olsun. Sistemin transfer fonksiyonu çıkış fonksiyonun Laplace formunun giriş fonksiyonun Laplace formunun oranı olarak tanımlanır. Bu durumda sistemin transfer fonksiyonu şu şekilde tanımlanır.

$$G(s)=\frac{Y(s)}{R(s)} \tag{2.1}$$



Şekil 2.1 Tek girişli-tek çıkışlı sistemin bode diyagramı

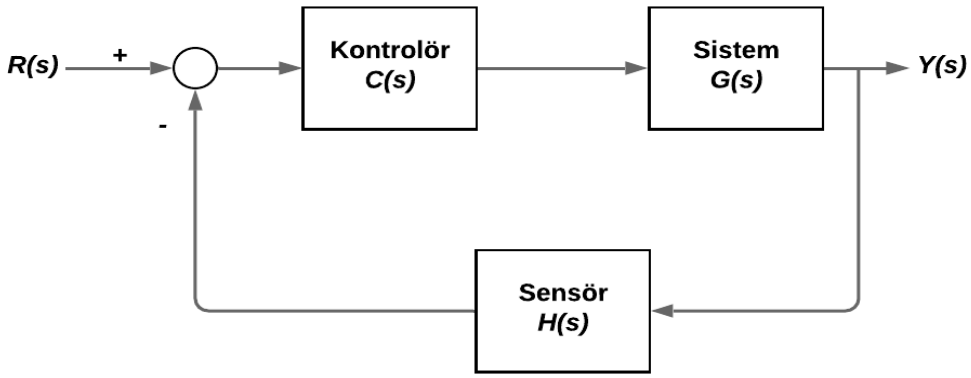
2.2 Kompanzasyon Çeşitleri

Kompansatör, kolaylık ve ihtiyaca göre herhangi bir yerde bir sistemde tanıtılabilir. Kompansatörün bir sistemde nerede kullanıldığına bağlı olarak, kompanzasyon çeşitleri şöyledir:

- Seri Kompanzasyon
- Paralel Kompanzasyon
- Seri-Paralel kompanzasyon

2.2.1 Seri Kompanzasyon

Kompansatör, transfer fonksiyonu $G_c(s)$ ile gösterilen fiziksel bir cihazdır. Kompansatör, sistemde ileri yol transfer fonksiyonu ile seri halinde yerleştirilirse, seri kompanzasyon olarak adlandırılır. Seri kompanzasyon, Şekil 2.2'de gösterilmiştir.



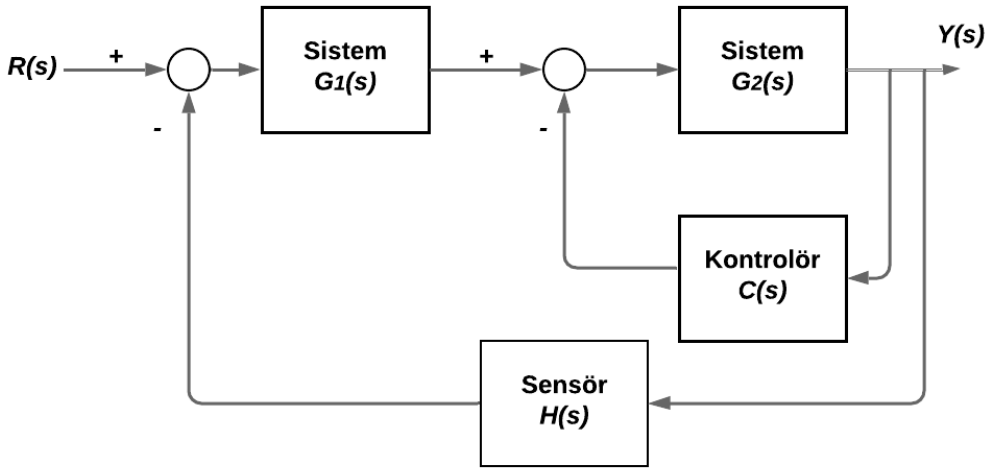
Şekil 2.2 Seri kompanzasyon

Bu şemaya kaskad kompanzasyonu da denir. Seri kompanzasyonda sinyal akışı, düşük enerji seviyesinden daha yüksek enerji seviyesine kadardır. Bu, kazancı artırmak ve ayrıca gerekli izolasyonu sağlamak için ek amplifikatörler gerektirir. Seri

kompanzasyonda gereken bileşenlerin sayısı paralel kompanzasyonda olduğundan daha fazladır.

2.2.2 Paralel Kompanzasyon

Bazı durumlarda, geri besleme dahili unsurlardan alınır. Bu durumda kompansatör geri besleme döngüsünü sağlamak için geri bildirim yolunda tanımlanır. Bu kompanzasyon türüde paralel kompanzasyon veya geri beslemeli kompanzasyon olarak adlandırılır. Paralel kompanzasyon Şekil 2.3'de gösterilmiştir.

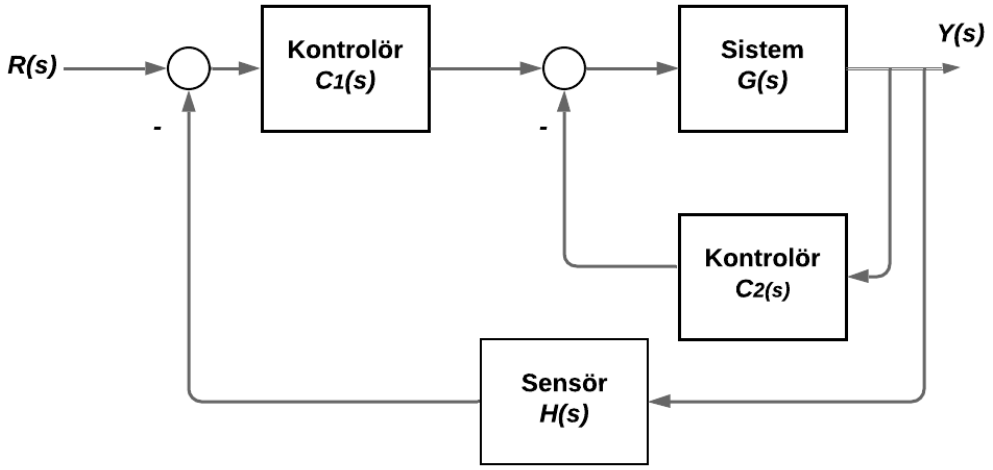


Şekil 2.3 Paralel kompanzasyon

Paralel kompanzasyonda enerji transferi, yüksek enerji seviyesinden düşük enerji seviyesi noktasına doğru olmaktadır. Bu nedenle, paralel kompanzasyonda ilave amplifikatörler gerekli değildir. Dolayısıyla, gerekli bileşenlerin sayısı seri kompanzasyona göre daha azdır.

2.2.3 Seri-Paralel Kompanzasyon

Bazı durumlarda hem seri kompanzasyon hem de paralel Kompanzasyon yapmamız gerekebilir. Bu durumda yapılan kompanzasyona seri-paralel kompanzasyon olarak adlandırılır. Seri-paralel kompanzasyon Şekil 2.4'de gösterilmiştir.



Şekil 2.4 Seri-paralel kompanzasyon

Uygun kompanzasyon şemasının seçimi, sistemde mevcut sinyallerin doğasına, çeşitli noktalardaki güç seviyelerine, mevcut bileşenlere, ekonomik hususlara ve tasarımcının deneyimine bağlıdır.

2.3 Pasif Elemanlar ile Faz İlerlemeli (Lead), Faz Gecikmeli (Lag) Kontrol Yapıları

Kompansatörler fiziksel bir cihazdır. Bir elektrik sistemi, mekanik ünite, pnömatik, hidrolik veya çeşitli cihaz türleri olabilir. Bu bölümde seri kompanzasyon için kullanılan elektrik şebekelerini inceleyeceğiz. Bunlar,

- Faz ilerlemeli (Lead) kompansatör
- Faz gecikmeli (Lag) kompansatör
- Faz gecikmeli-Faz ilerlemeli (Lag-Lead) kompansatör

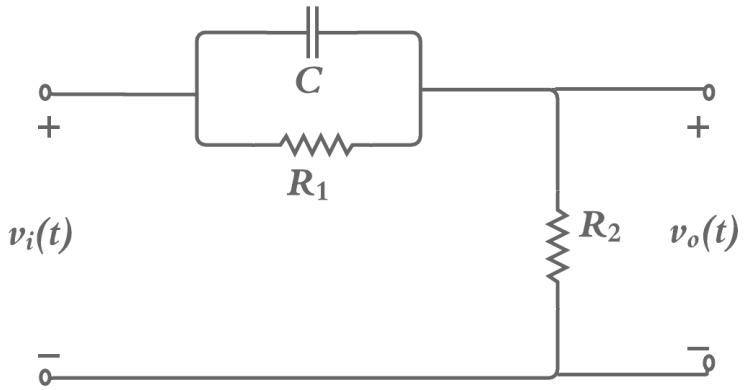
Bir sisteme sinüzoidal bir giriş uygulandığında ve girişe göre bir faz ucuna sahip olan bir sinüzoidal kararlı durum çıktısı ürettiğinde, sisteme faz ilerlemeli (lead) kompansatör denir. Sabit durum çıktısı faz gecikmeye sahipse, sistem faz gecikmeli (lag) kompansatör olarak adlandırılır. Sistemde gecikme hem faz hem de frekans bölgelerinde gerçekleşirse faz gecikmeli-ilerlemeli (lag-lead) kompansatör olarak adlandırılır. Faz gecikmesi düşük frekans bölgesinde gerçekleşirken faz önceliği yüksek frekans bölgesinde gerçekleşir. Bir ağa sinüzoidal bir giriş uygulandığında ve girişe göre bir faz ucuna sahip olan bir sinüzoidal kararlı durum çıktısı ürettiğinde, ağa öncü ağ

denir. Sabit durum çıktısı faz gecikmeye sahipse, ağ gecikme ağı olarak adlandırılır. Gecikmeli ağda hem faz hem gecikmeli hem de farklı frekans bölgelerinde meydana gelir. Faz gecikmesi düşük frekans bölgesinde gerçekleşirken faz önceliği yüksek frekans bölgesinde gerçekleşir.

2.3.1 Lead Kompansatör

Bir kutup ve bir baskın sıfıra sahip olan bir sistem, lead kompansatör olarak tanımlanır. Eğer kontrol sistemine kompanzasyon için baskın bir sıfır eklemek istiyorsak, lead kompanzasyon yapılması gereklidir. Bunun için tüm sıfır ve kutupların negatif reel eksen üzerinde olması ve transfer fonksiyonunun sıfırının orijine daha yakın olması gerekmektedir.

Şekil 2.5'de direnç ve kapasite elamanları kullanılarak lead kompansatörün pasif elemanlar ile tasarlanmış devre şeması verilmektedir.



Şekil 2.5 RC elemanları lead kompansatör devre yapısı

Şekil 2.5'de verilen devreye kirchhoff kanunu uygularsak lead kompansatör devresinin transfer fonksiyonu Denklem 2.2'deki gibi elde edilir.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right)\left[\frac{1+sCR_1}{1+\frac{sCR_1R_2}{R_1+R_2}}\right] \tag{2.2}$$

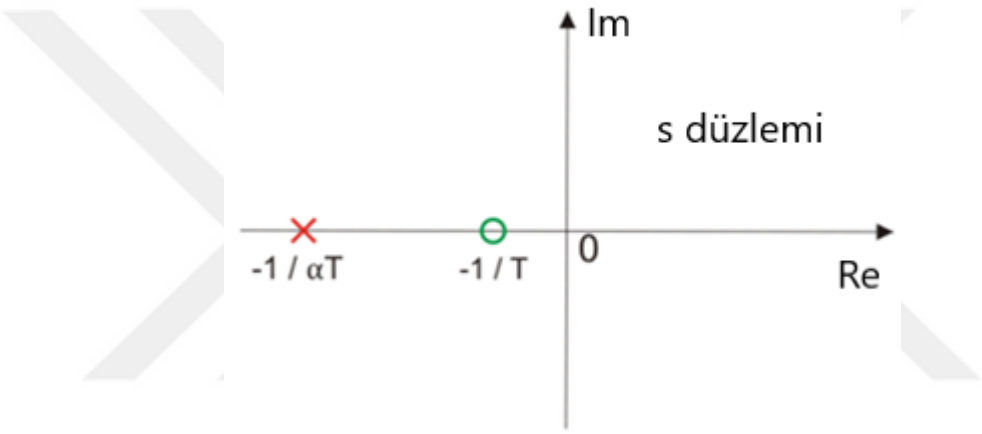
Genel olarak şu şekilde ifade edebiliriz,

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{\alpha}\left[\frac{1+\alpha sT}{1+sT}\right] \tag{2.3}$$

$$T(ZamanSabiti) = \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2} \tag{2.4}$$

$$\alpha(Zayıflama Sabiti) = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \tag{2.5}$$

Denklem 2.3'de gösterilen transfer fonksiyonunda 1/α ile gösterilen değer devrenin kazancıdır. Şekil 2.6'da lead kompansatör devresinin kutup sıfır diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 2.6 Lead kompansatör kutup-sıfır diyagramı

Şekil 2.6'dan görüldüğü üzere (-1/*T*) transfer fonksiyonunun sıfırı, (-1/αT) olan transfer fonksiyonunun kutbuna göre orijine daha yakındır. α>1 iken transfer fonksiyonunda *s=jω* yazarsak, transfer fonksiyonuna ait faz açısı bulunur.

$$Q(\omega) = \tan^{-1}(\omega t) - \tan^{-1}(\alpha\omega t) \tag{2.6}$$

Denklem 2.11'de verilen faz fonksiyonunun türevi alınıp sıfıra eşitlenirse, frekanstaki maksimum faz ilerlemesi bulunur. Bu durumda Denklem 2.7 elde edilir. Burada Q_m maksimum faz ilerleme açısıdır.

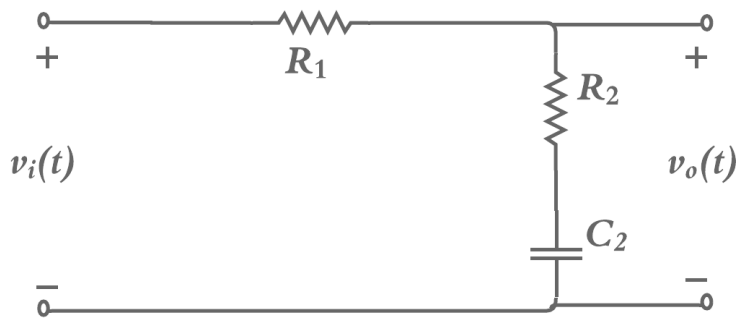
$$\alpha = \frac{(1-\sin Q_m)}{(1+\sin Q_m)} \tag{2.7}$$

Faz ilerlemeli kompanzasyon sayesinde hız sabiti, faz marjı ve tepki süresi artarken, genliğin eğimi ve kazanç geçiş frekansı azalır. Bu durumda da kararlılık artar ve hata oranı düşer. Faz ilerlemeli kompanzasyon kararlı hal hatasını geliştirmez. Bu yüzden sisteme faz gecikmeli kompansatör uygulanır.

2.3.2 Lag Kompansatör

Bir sıfır ve baskın kutba sahip olan bir sistem, lag kompansatör olarak tanımlanır. Eğer kontrol sistemine kompanzasyon için baskın bir kutup eklemek istiyorsak, lag kompanzasyon yapılması gereklidir. Bunun için tüm sıfır ve kutupların negatif reel eksen üzerinde olması ve transfer fonksiyonunun kutbunun orijine daha yakın olması gerekmektedir.

Şekil 2.7'de direnç ve kapasite elamanları kullanılarak lag kompansatörün pasif elemanlar ile tasarlanmış devre şeması verilmektedir.



Şekil 2.7 RC elemanları lag kompansatör devre yapısı

Şekil 2.7'de verilen devreye kirchhoff kanunu uygularsak lag kompansatör devresinin transfer fonksiyonu Denklem 2.8'deki gibi elde edilir.

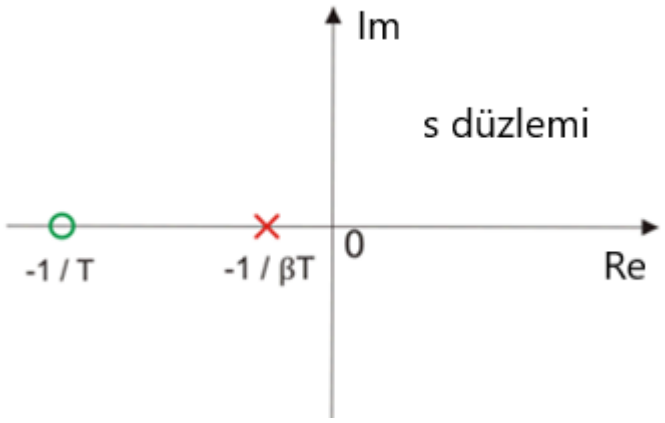
$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \left[\frac{1 + sCR_2}{(R_1 + R_2)sC + 1} \right] \tag{2.8}$$

Genel olarak şu şekilde ifade edebiliriz,

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \left[\frac{1 + sT}{1 + \beta sT} \right] \tag{2.9}$$

$$T(ZamanSabiti) = R_2C \tag{2.10}$$

$$\beta(DCKazanç) = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (2.11)$$



Şekil 2.8 Lag kompansatör kutup-sıfır diyagramı

Lag kompanzasyon yüksek frekanslarda $1/\beta$ kazanç sağlamaktadır. Şekil 2.8'de lag kompansatör devresinin kutup sıfır diyagramı gösterilmektedir.

Şekil 2.8'den görüldüğü üzere (-1/*T*) transfer fonksiyonunun sıfırı, (-1/β *T*) olan transfer fonksiyonunun kutbuna göre orijine daha uzaktır. α<1 iken transfer fonksiyonunda *s=jω* yazarsak, transfer fonksiyonuna ait faz açısı bulunur.

$$Q(\omega) = \tan^{-1}(\omega t) - \tan^{-1}(\beta \omega t) \quad (2.12)$$

Denklem 2.12'de verilen faz fonksiyonunun türevi alınıp sıfıra eşitlenirse, frekanstaki maksimum faz ilerlemesi bulunur. Bu durumda Denklem 2.13 elde edilir. Burada Q_m maksimum faz ilerleme açısıdır.

$$\beta = \frac{(1 - \sin Q_m)}{(1 + \sin Q_m)} \quad (2.13)$$

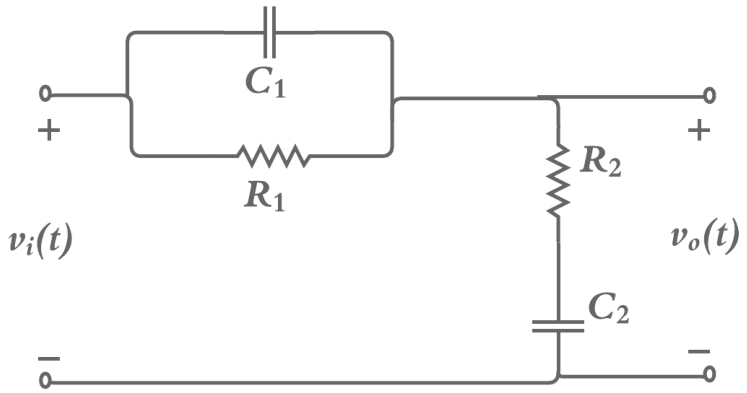
Faz gecikmeli kompanzasyon sayesinde kazanç geçiş frekansı artar. Kararlı hal hatasını azaltır ve sistemin hızı artar.

2.3.3 Lead-Lag Kompansatör

Tek başına kullanılan faz ilerlemeli veya faz gecikmeli kompansazyon istenilen devre özelliklerini sağlayamayabilir. Kararsız, kompanze olmayan bir sistem için, faz ilerlemeli kompanzasyon hızlı tepki verir, ama yeterli faz marjını sağlamaz. Oysaki faz gecikmeli

kompanzasyon kullanılan sistem daha kararlı olur, ancak yeterli bant genişliği sağlamaz. Bu durumda faz ilerlemeli ve faz gecikmeli kompansatör yapıları kaskad bağlanarak sorun çözülür.

Şekil 2.9'de direnç ve kapasite elamanları kullanılarak lag kompansatörün pasif elemanlar ile tasarlanmış devre şeması verilmektedir.



Şekil 2.9 RC elemanları lead-lag kompansatör devre yapısı

Şekil 2.9'da verilen devreye kirchhoff kanunu uygularsak lead-lag kompansatör devresinin transfer fonksiyonu Denklem 2.14'deki gibi elde edilir.

$$H_v(s)=\frac{V_o(s)}{V_i(s)}=\frac{\left(s+\frac{1}{R_1C_1}\right)\left(s+\frac{1}{R_2C_2}\right)}{\left[s^2+s\left(\frac{1}{R_1C_1}+\frac{1}{R_2C_2}+\frac{1}{R_2C_1}\right)+\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}\right]} \tag{2.14}$$

Genel olarak şu şekilde ifade edebiliriz,

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)}=\left[\frac{\left(s+\frac{1}{T_1}\right)\left(s+\frac{1}{T_2}\right)}{\left(s+\frac{\beta}{T_1}\right)\left(s+\frac{1}{\beta T_2}\right)}\right] \tag{2.15}$$

$$\frac{\beta}{T_1}+\frac{1}{\beta T_2}=\frac{1}{R_1C_1}+\frac{1}{R_2C_2}+\frac{1}{R_2C_1} \tag{2.16}$$

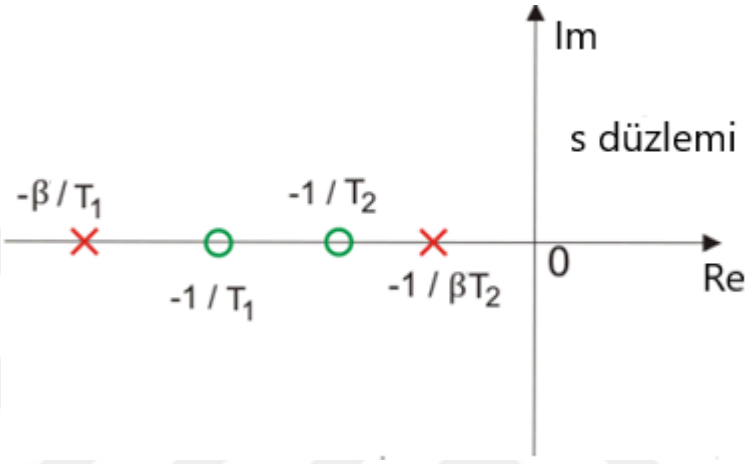
$$\alpha\beta T_1T_2=R_1R_2C_1C_2 \tag{2.17}$$

$$T_1T_2=R_1R_2C_1C_2 \tag{2.18}$$

$$\alpha\beta = 1 \tag{2.19}$$

$$H_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \left[\frac{(1+sT_1)(1+sT_2)}{\left(1+s\frac{T_1}{\beta}\right)(1+s\beta T_2)} \right] \tag{2.20}$$

Bu denklemlerde T_1 ve T_2 zaman sabiti, α ve β ise zayıflama sabitidir.



Şekil 2.10 Lead-lag kompansatör kutup-sıfır diyagramı

Şekil 2.10'da lead-lag kompansatör devresinin kutup sıfır diyagramı gösterilmektedir. Buradan görüldüğü üzere (-1/T_1) ve (-1/T_2) transfer fonksiyonunun sıfırları, (-1/βT_1) ve (-β/T_1) transfer fonksiyonunun kutuplarıdır. T_1 kısmı faz ilerleme açısını eklerken, T_2 faz gecikme kısmı, kazanç geçiş frekansının yakınında ve üstünde bir zayıflama sağlar. Faz ilerlemeli-gecikmeli kompansazyon yapısında sistemin kutbu, sıfırına göre daha baskındır. Çünkü seri bağlı lead-lag yapısında sistemin pozitif faz açısı ortaya çıkar.

Transfer fonksiyonunda $s=j\omega$ yazarsak,

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{(1+j\omega T_1)(1+j\omega T_2)}{\left(1+j\omega\frac{T_1}{\beta}\right)(1+j\omega\beta T_2)} \tag{2.21}$$

Transfer fonksiyonun genliği,

$$\left|H_v(j\omega)\right| = \frac{\sqrt{1+\omega^2 T_1^2}\sqrt{1+\omega^2 T_2^2}}{\sqrt{1+\frac{\omega^2 T_1^2}{\beta^2}}\sqrt{1+\omega^2\beta^2 T^2}} \tag{2.22}$$

Faz açısı ise,

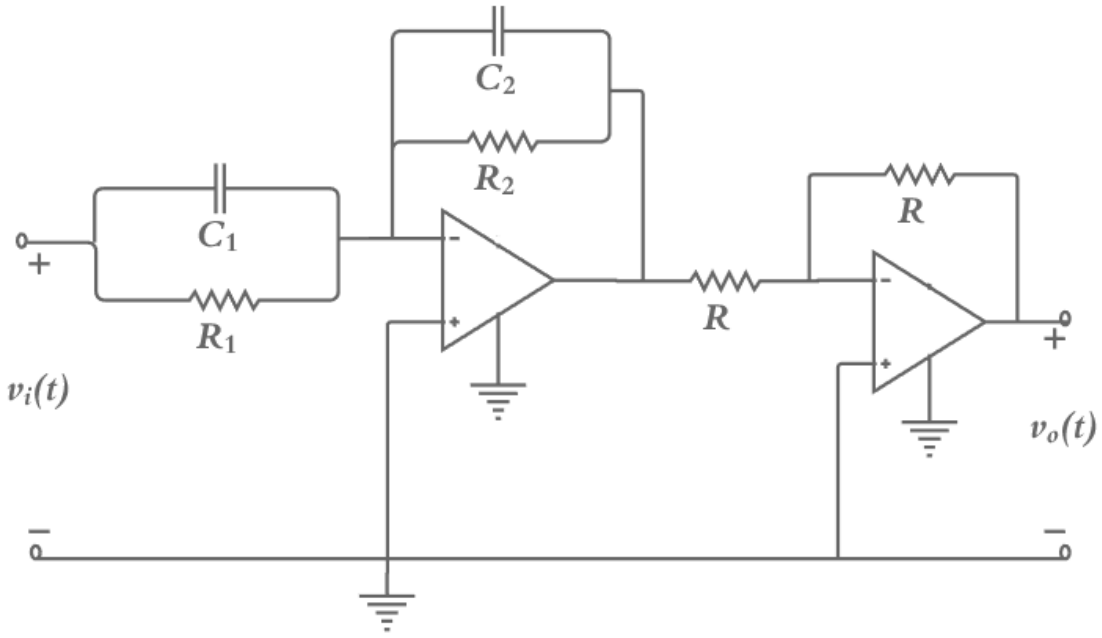
$$\underline{|H_v(j\omega)} = \tan^{-1}(\omega T_1) + \tan^{-1}(\omega T_2) - \tan^{-1}(\frac{\omega T_1}{\beta}) \ - \tan^{-1}(\omega \beta T_2) \quad (2.23)$$

2.4 İşlemsel Kuvvetlendirici ile Lead, Lag Kompansatör Tasarımı

Bir kontrol sistemi tasarımı gerçekleştirirken, istenen davranışı elde etmek için transfer fonksiyonu ile seri hale getirilmiş bir kompansatör devresi yerleştirilir. Daha sonra asıl sorun, performans düzleminin istenen düzlemde baskın kapalı döngülü kutuplara sahip olması için kompansatör kutuplarının ve kutuplarının sıfır seçilmesidir. Kompansatör devresinin transfer fonksiyonu genel olarak şu şekilde tanımlanır [10].

$$G_c(s) = K_c \frac{s + z_1}{s + p_1} \quad (2.24)$$

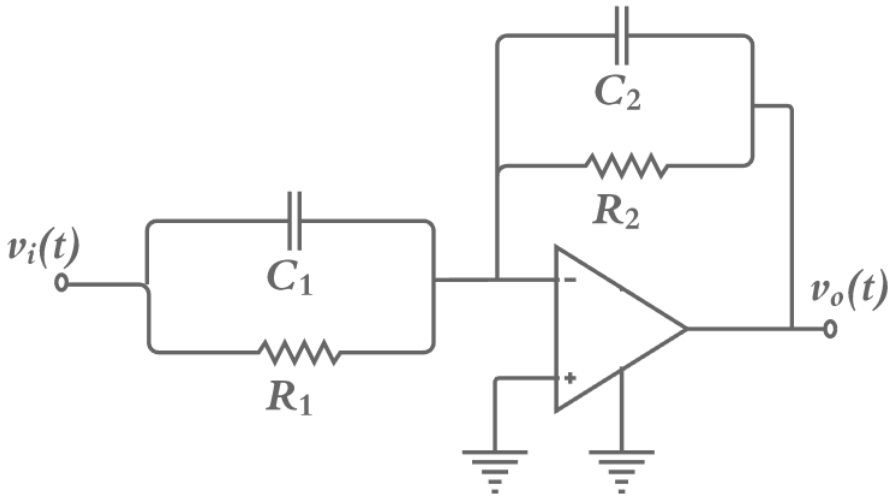
Transfer fonksiyonunda $p1>z1$ is faz ilerlemeli kompansatör, $p1<z1$ ise faz gecikmeli kompansatör olarak tanımlanır.



Şekil 2.11 OPAMP ile lead, lag kompansatör devresi

Şekil 2.11'de işlemsel kuvvetlendirici kullanılarak oluşturulmuş lead, lag kompansatör devresi verilmektedir. Genel olarak, kontrol sistemlerinin kontrol tasarımını bir filtre tasarımı gibidir. Yüksek geçiren filtre lead kompansatör gibi düşünülebilir. Aynı şekilde alçak geçiren filtrede lag kompansatör olarak düşünülebilir.

Şekil 2.11'de verilen devreyi Şekil-2.12'de gösterildiği gibi sadeleştirebiliriz. Bu şekilde devrenin transfer fonksiyonunu çıkarmak daha kolay olacaktır.



Şekil 2.12 Sadeleştirilmiş lead-lag devre şeması

$$Z_1(s) = \frac{R_1}{1 + sC_1R_1} \tag{2.25}$$

$$Z_2(s) = \frac{R_2}{1 + sC_2R_2} \tag{2.26}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \tag{2.27}$$

Bu durumda devrenin transfer fonksiyonu Denklem 2.28'deki gibi bulunur.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{C_1}{C_2}\frac{\left(s + \frac{1}{R_1C_1}\right)}{\left(s + \frac{1}{R_2C_2}\right)} \tag{2.28}$$

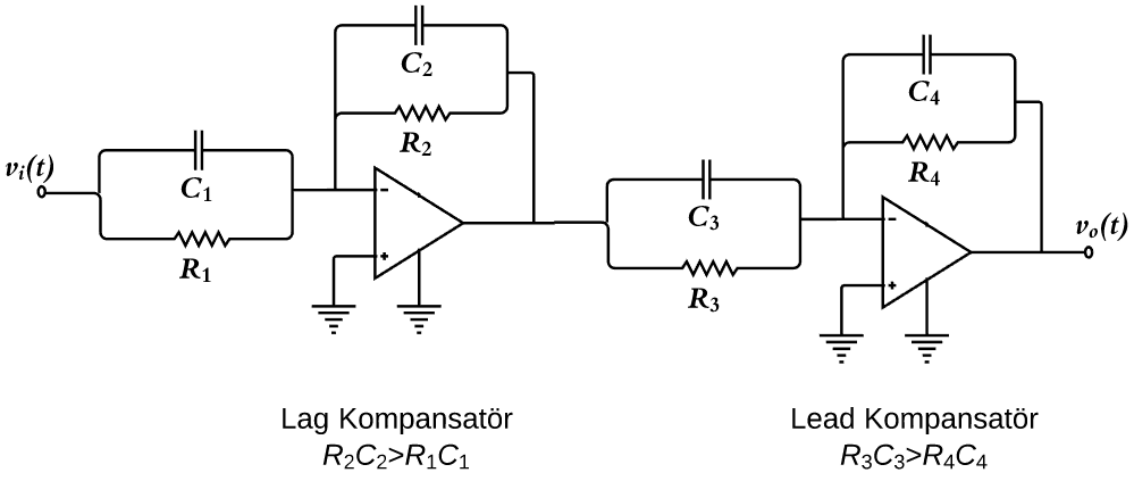
Elde edilen transfer fonksiyonu çıkış katındaki eviren opamp sayesinde Denklem 2.29'daki gibi bulunur.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{C_1}{C_2}\frac{\left(s + \frac{1}{R_1C_1}\right)}{\left(s + \frac{1}{R_2C_2}\right)} \tag{2.29}$$

Elde edilen transfer fonksiyonunu Denklem 2.24'de verilen kompansatör devresinin genel transfer fonksiyonu ile karşılaştırılırsa,

$$K_c = \frac{C_1}{C_2}, \qquad z_1 = \frac{1}{R_1 C_1}, \qquad z_2 = \frac{1}{R_2 C_2} \tag{2.30}$$

Denklem 2.29'da $R_1C_1 > R_2C_2$ ise lead kompansatör, $R_2C_2 > R_1C_1$ ise lag kompansatör olarak tanımlanır.



Şekil 2.13 Lag-lead kompansatör devre şeması

Şekil 2.13'de gösterildiği üzere lag ve lead kompansatör yapılarının kaskad şekilde bağlanması ile lag-lead kompansatör devresi oluşturulur [1].

BÖLÜM 3

GERİLİM MODLU DEVRE MODELİ

Kompansatör devre yapıları işlevleri bakımında basitçe PI, PD, PID kontrolör yapılarına benzetilmektedir. Faz ilerlemeli kompansatör devre yapısı PD kontrolör yapısına, faz geciklemeli kompansatör devre yapısı PI kontrolör devre yapısına ve Faz ilerlemeli-gecikmeli kompansatör devre yapısı da PID kontrolör devre yapısına benzetilmektedir [1].

PID denetleyici tasarımı, kontrol sistemleri alanında çok kullanılan ve ilgi gören bir yöntemdir. PID denetleyici tasarımı basit ve ucuz olup, PID parametrelerin ayarlanması kolaydır [2].

İşaret akış diyagramları (İAD) kullanılarak gerçekleştirilen analog PID denetleyici sentez işlemleri referans [3]-[6]'de verilmiştir. Bu metot, verilen PID denetleyici transfer fonksiyonundan işaret akış diyagramının çizilmesi ve bu diyagramdan devrenin gerçekleştirilmesine dayanmaktadır. Bu sebepten dolayı kuvvetlendirici, integral alıcı, türev alıcı ve ağırlık toplayıcı devrelerine ihtiyaç vardır. Bu da önerilen devrelerde kullanılan aktif ve pasif eleman sayılarının çok fazla olmasını sağlamıştır [7].

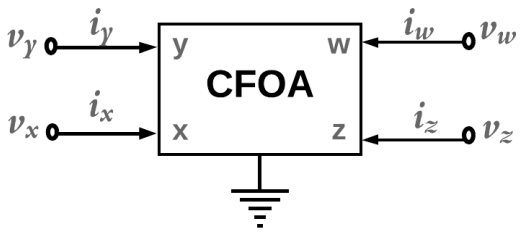
Akım taşıyıcılar son yıllarda giderek yaygınlaşmaya başlamışlardır. Türev alıcı, integral alıcı devre blokları, osilatör yapıları, süzgeç devreleri gibi işlemsel kuvvetlendirici ile gerçekleştirilen blokların akım taşıyıcı modellerinin kullanımı artmıştır ve akım taşıyıcı işlem elemanı piyasaya tümdevre olarak çıkarılmıştır [11].

CFOA elmanı bir akım taşıyıcı ve bir gerilim izleyicinin kaskad bağlanması ile oluşmaktadır. Piyasada yaygın olarak kullanılan AD844 tümdevresi ile CFOA yapısı gerçekleşebilmektedir [12].

Bu çalışmada, ticari olarak temin edilebilen bir aktif eleman olan CFOA elemanı kullanılarak faz ilerlemeli, gecikmeli kompansatör devre yapılarının tasarımı için yeni bir yöntem önerilmiştir. Önerilen devre modelinde aktif eleman dışında iki direnç ve iki sığaç kullanılmıştır. Bu bölümde CFOA devre yapısından ve önerilen faz ilerlemeli, gecikmeli kompansatör devre yapısı ve tasarımın transfer fonksiyonu verilmiştir. Ayrıca önerilen devre modelinin ideal olmayan durum için analizi yapılmıştır. Aynı zamanda PSPICE benzetim sonuçlarına yer verilmiştir. Daha sonra elde edilen sonuçlar tartışılarak çalışma sonuçlandırılmıştır.

3.1 Akım Geri Beslemeli İşlemsel Yükselteç (CFOA)

CFOA ticari olarak temin edilebilen ve piyasada Analog Device AD844 tümleşik devresi adıyla satılmaktadır. CFOA elemanının blok diyagramı Şekil 3.1'de gösterilmektedir ve uç denklem bağıntıları denklem 3.1' de gösterilmektedir [13].



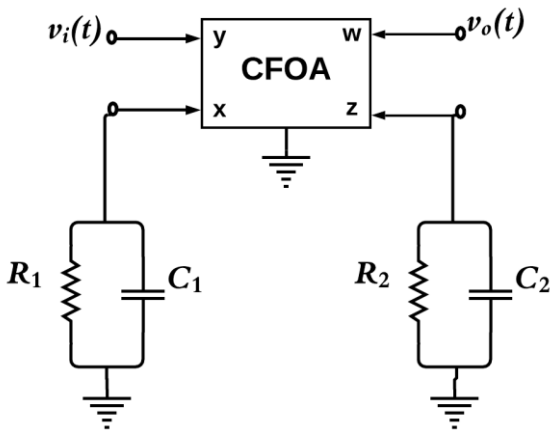
Şekil 3.1 CFOA'nın (AD844) blok diyagramı

$$i_y = 0, \quad v_x = v_y, \quad i_z = \pm i_x, \quad v_w = v_z \tag{3.1}$$

CFOA elmanı ideal durumda giriş empedansları y ucunda sonsuz, x ucunda sıfırdır. Çıkış empedansları ise z ucunda sonsuz ve w ucunda ise sıfırdır [7].

Faz ilerlemeli, gecikmeli kompansatör devreleri aktif eleman olan işlemsel yükselteçler yardımıyla da gerçekleşebilmektedir [1]. Ancak eviren işlemsel yükselteç yapısı kullanılarak tasarım yapıldığında transfer fonksiyonu negatif işaretli olmaktadır. Bu nedenle Şekil 2.11'de görüldüğü gibi ikinci işlemsel yükselteç daha kullanılarak transfer fonksiyonunun işareti pozitif yapılmaktadır. Ayrıca evirmeyen işlemsel yükselteç yapısı kullanıldığında da gerilim değerine +1 değeri eklenmektedir. Bu devre modelleri yerine Şekil 3.2' de görülen CFOA tabanlı faz ilerlemeli, gecikmeli kompansatör devre yapısı önerilmektedir.

3.2 CFOA Tabanlı Önerilen Kompansatör Devre Modeli



Şekil 3.2 CFOA tabanlı önerilen kompansatör devresi

Şekil 2.11'deki işlemsel yükselteç ile gerçekleştirilen kompansatör devre yapısında $R_1C_1>R_2C_2$ ise lead kompansatör, $R_2C_2> R_1C_1$ ise lag kompansatör olarak belirtilmişti. Bu ön koşullar CFOA tabanlı önerilen kompansatör devresi içinde geçerli olmaktadır. Eğer faz ilerlemeli-gecikmeli kompansatör yapısı istiyorsak faz ilerlemeli ve faz gecikmeli kompansatör yapılarını ardışık bağlamamız gerekmektedir.

Şekil 2.11'deki aktif kompansatör devresine ait transfer fonksiyonu Denklem 3.2' deki gibi çıkmaktadır.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{C_1}{C_2}\frac{\left(s+\frac{1}{R_1C_1}\right)}{\left(s+\frac{1}{R_2C_2}\right)} \tag{3.2}$$

CFOA elemanının uç denklem bağıntılarından yararlanarak önerilen devrenin transfer fonksiyonu çıkarılırsa;

$$G_c(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_w}{V_y} \tag{3.3}$$

$$V_x = V_y, \quad V_w = V_z \quad ve \quad I_z = I_x \quad ise \tag{3.4}$$

$$G_c(s) = \frac{V_z}{V_x} = \frac{Z_2}{Z_1} \tag{3.5}$$

$$Z_1 = \frac{R_1}{1+sC_1R_1}; \qquad Z_2 = \frac{R_2}{1+sC_2R_2} \tag{3.6}$$

Z_1 ve Z_2 ifadeleri transfer fonksiyonunda yerine koyulursa, önerilen devre modelinin transfer fonksiyonu Denklem 3.7'deki gibi çıkmaktadır.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{C_1}{C_2}\frac{\left(s+\frac{1}{R_1C_1}\right)}{\left(s+\frac{1}{R_2C_2}\right)} \tag{3.7}$$

Denklem 3.7'den görüldüğü üzere önerilen CFOA tabanlı kompansatör devresinin transfer fonksiyonu literatürde geçen işlemsel yükselteçli kompansatör yapısının transfer fonksiyonu ile aynı çıkmıştır.

CFOA aktif elemanının idealsizlik etkileri dikkate alınırsa uç denklem bağıntıları Denklem 3.8' deki gibi düzenlenir.

$$i_y = 0, \quad x_x = \beta v_y, \quad i_z = \pm\alpha i_x, \quad v_w = \gamma v_z \tag{3.8}$$

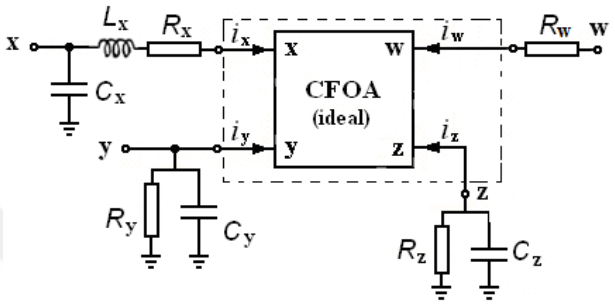
Şekil 3.3'de CFOA aktif elemanının giriş ve çıkış empedanslarını dikkate alınarak oluşturulan CFOA aktif elemanının ideal olmayan devre modeli görülmektedir. CFOA elemanı ideal ikinci kuşak faz döndürmeyen (CCII+) akım taşıyıcı ve birim kazançlı gerilim tampon devresinden oluşmaktadır. Şekil 3.3'deki pasif elemanlar CFOA'nın parazitik giriş ve çıkış empedans etkilerini belirtmek için kullanılmıştır.

Şekil 3.3'deki görülen ve parazitik giriş ve çıkış empedansları olarak temsil edilen direnç, kapasite ve endüktans elemanlarının yanı sıra, CFOA aktif elemanının frekansa bağlı akım ve gerilim izleme kazançları da önerilen CFOA tabanlı kompansatör devresinin ideal olmayan gerilim transfer fonksiyonunu etkilemektedir. Şekil 3.3'de görülen R_y ve R_z sırasıyla yüksek seviye giriş ve çıkış rezistansları, R_x ve R_w ise yine sırasıyla düşük seviye giriş ve çıkış rezistanslarıdır. C_y, C_x, C_z, sırasıyla giriş ve çıkış kapasitansları ve son olacakta L_x, CFOA'nın x giriş ucundan görülen endüktanstır [7].

Bu parazitik elemanların AD844 tümdevresi için değerleri R_y= 10 MΩ, R_x= 50 Ω, R_w= 15 Ω, R_z= 3 MΩ, C_y=2 pF ve C_z= 4.5 pF'tır [13].

Burada, $\beta = 1-\varepsilon_\beta$, $\gamma = 1-\varepsilon_\gamma$ ve $\alpha = 1-\varepsilon_\alpha$, sırasıyla ideal olmayan gerilim ve akım kazançlarını göstermektedir. ε_β, ε_γ; ε_α parametreleri sırasıyla gerilim ve akım izleyici hatalarını göstermekte olup düşük frekanslı uygulamalarda çok çok küçük (<<1) kabul edilir [7].

Denklem 3,8'deki idealsizlik etkileri düşük frekanslar için dikkate alındığında, önerilen CFOA tabanlı kompansatör devre modelinin transfer fonksiyonu Denklem 3.9'daki gibi elde edilir;



Şekil 3.3 CFOA aktif elemanının ideal olmayan devre modeli

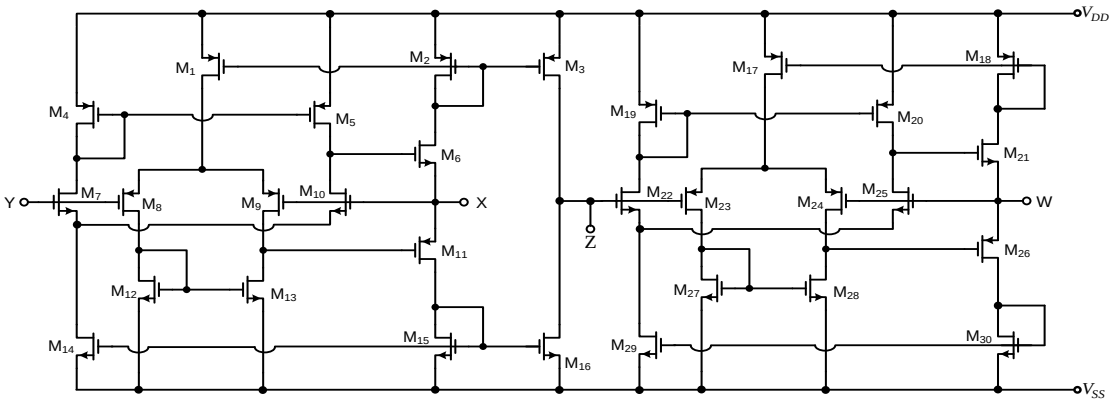
$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \alpha\beta\gamma \frac{C_1}{C_2} \frac{\left(s+\frac{1}{R_1C_1}\right)}{\left(s+\frac{1}{R_2C_2}\right)} \tag{3.9}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \alpha\beta\gamma \frac{C_1}{C_2} \frac{\left(s+\frac{1}{R_1C_1}\right)}{\left(s+\frac{1}{R_2C_2}\right)} \tag{3.9}$$

3.3 Benzetim Sonuçları

Önerilen CFOA tabanlı faz ilerlemeli, gecikmeli kompansatör devresinin benzetimleri PSPICE programı kullanılarak yapılmıştır. Benzetim çalışmalarında ticari olarak tedarik edilebilen AD844 aktif elmanı ve CMOS tranzistörler kullanılarak gerçeklenen CFOA aktif elemanı devre yapısı kullanılmıştır. Benzetimlerde, CMOS tranzistörler ile gerçeklenen CFOA aktif elemanında TSMC 0.18 *μm* seviye-7 üretim parametreleri kullanılmıştır. CFOA aktif elemanın CMOS tranzistörler ile gerçeklenen devre yapısı Şekil 3.4'de verilmiştir.

Şekil 3.4'de verilen CMOS tranzistörler ile gerçeklenen CFOA aktif elemanı yapısındaki tranzistörlerin kanal uzunlukları ve genişlikleri Çizelge 3.1'de verilmiştir. Devrenin besleme gerilimleri V_{DD}=-V_{SS}=2V olarak ayarlanmıştır.



Şekil 3.4 CMOS tranzistörler ile gerçeklenen CFOA aktif elemanın devre yapısı [14]

Benzetim sırasında önerilen faz ilerlemeli, gecikmeli kompansatör devresinde bulunan CFOA aktif elemanı için ideal model, AD844 tümdevresi ve CMOS tranzistörler ile gerçekleme kullanılmıştır.

Çizelge 3.1 CFOA elemanını CMOS tranzistör boyutları

PMOS Tranzistörler	W(μm) /L(μm)
M1, M4, M5, M8, M9, M11, M26, M17, M19, M20, M23, M24	7,2/0,36
M2, M3, M18	3,6/0,36
NMOS Tranzistörler	W(μm) /L(μm)
M7, M10, M12-M14, M22, M25, M27-M29	4,8/0,36
M6, M15, M16, M21, M30	3,6/0,36

3.4 CFOA Tabanlı Faz İlerlemeli (Lead) Kompansatörün Benzetim Sonuçları

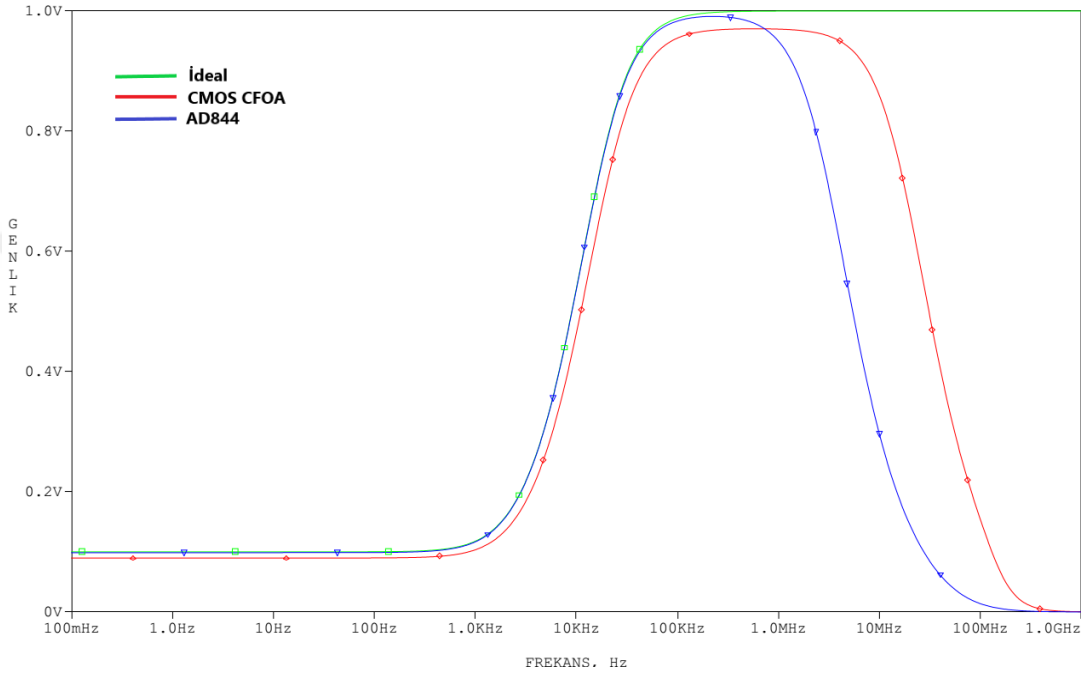
3.4.1 G_{c1}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lead Kompansatör Devresi

Faz ilerlemeli kompansatör devresinde elemanları R_1=100 kΩ, R_2=10 kΩ, C_1=C_2=1 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle R_1C_1>R_2C_2 olacak şekilde pasif eleman değerlerinin

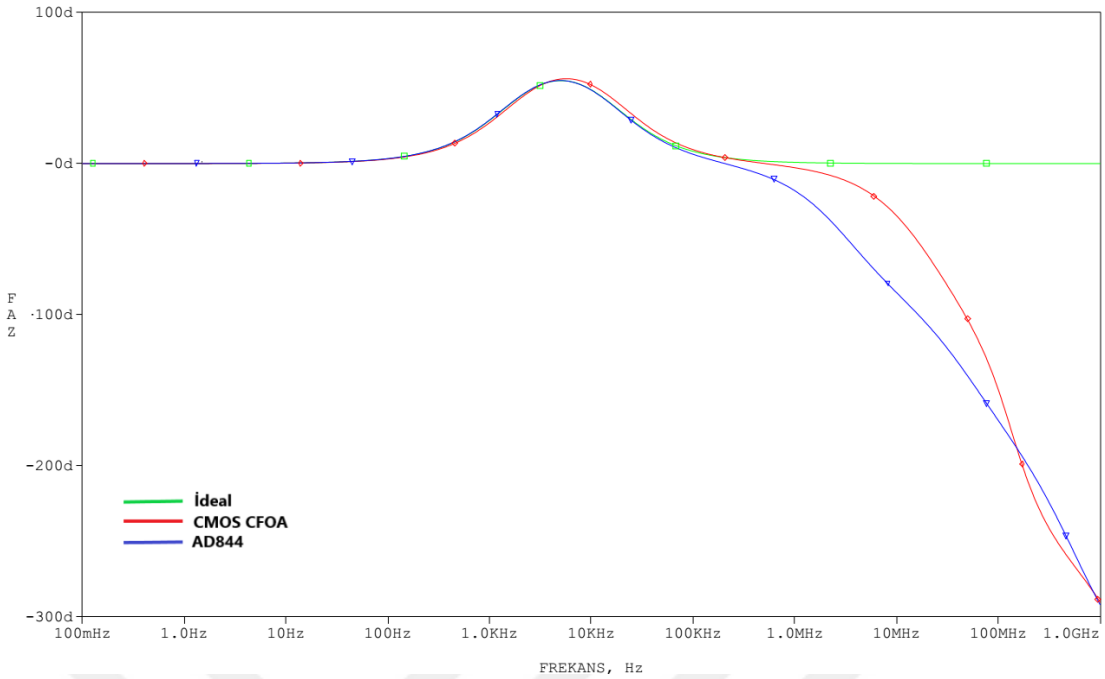
seçilmesi sağlanmış ve faz ilerlemeli kompansazyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 3.10'daki gibi elde edilir.

$$G_{c1}(s) = \frac{s+10000}{s+100000} \tag{3.10}$$

Bu değerler için benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 3.5 ve Şekil 3.6'da sırasıyla verilmiştir.



Şekil 3.5 G_{c1} lead kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği



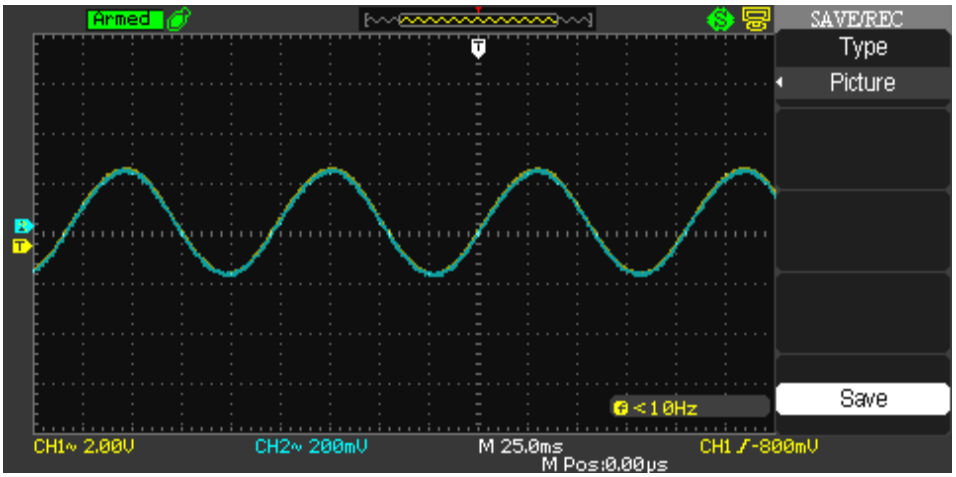
Şekil 3.6 G_{c1} lead kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği

Denklem 3.10'da verilen transfer fonksiyonu için tasarlanan kompansatör devresinin 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz ve 100 kHz frekans değerleri için deneysel sonuçlar Çizelge 3.2'de verilmiştir.

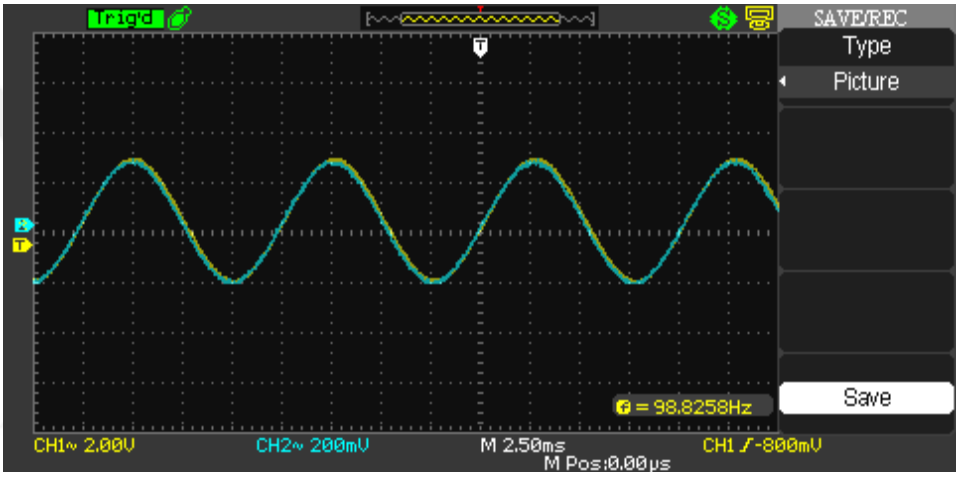
Çizelge 3.2 G_{c1} lead devresi için osiloskop çıktıları

Frekans	Derece		Genlik	
	Deneysel	PSPICE	Deneysel	PSPICE
10 Hz	0	0,3	x0,1	x0,1
100 Hz	2	3,2	x0,1	x0,1
1 kHz	27	28,5	x0,15	x0,12
10 kHz	54	48,8	x0,5	x0,55
100 kHz	8	8,1	x0,99	x0,99

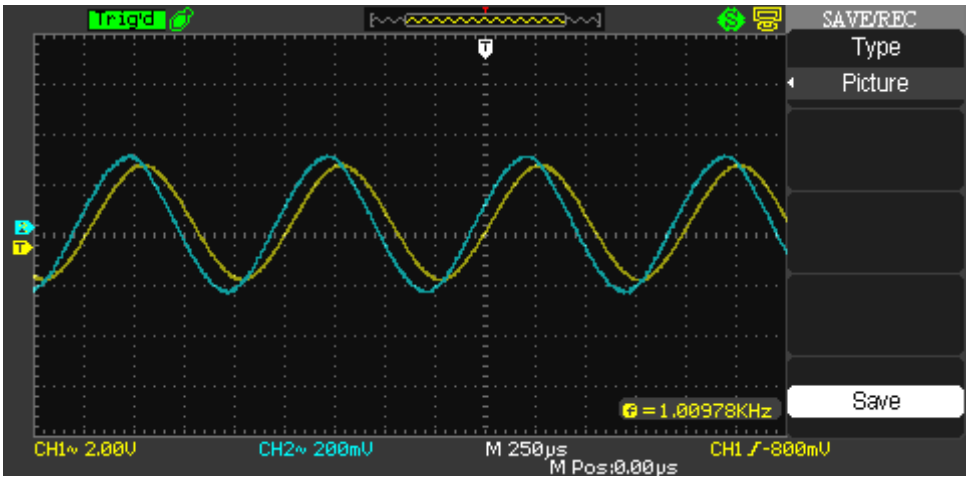
Deneysel çalışmalarda sarı renkte gösterilen CH1 giriş fonksiyonunu, mavi renkte gösterilen CH2 çıkış fonksiyonunu göstermektedir.



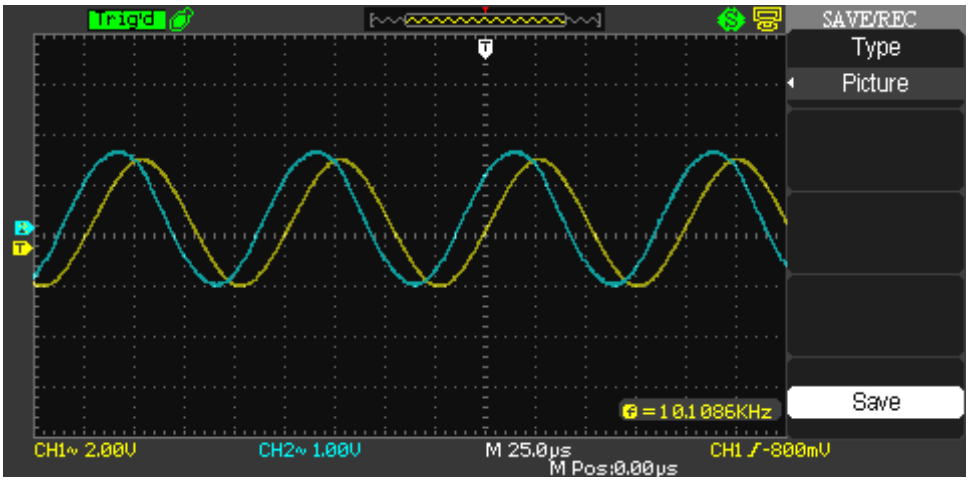
Şekil 3.7 G_{c1} lead kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı



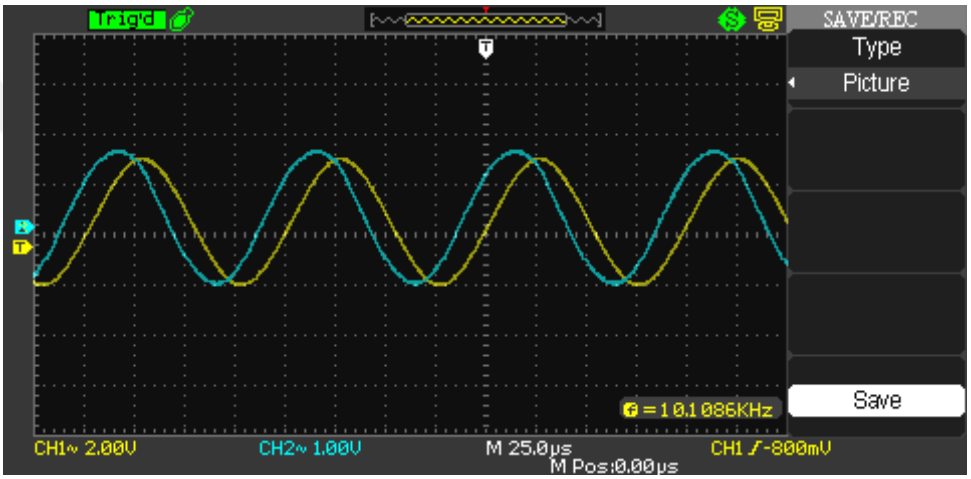
Şekil 3.8 G_{c1} lead kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.9 G_{c1} lead kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.10 G_{c1} lead kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.11 G_{c1} lead kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı

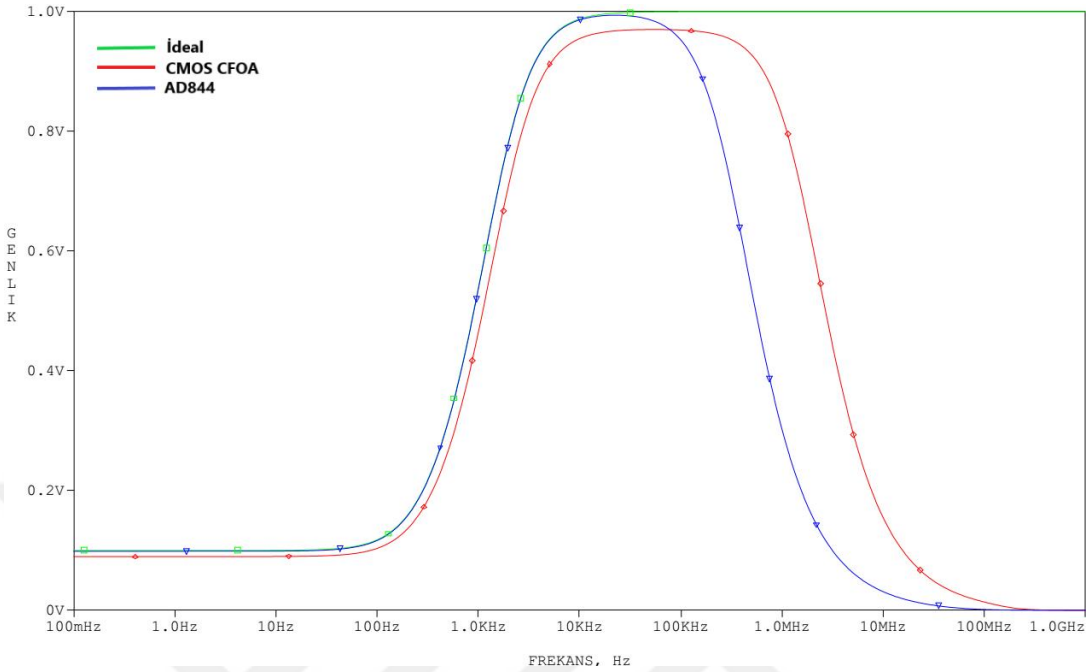
Deneysel verilerden görüldüğü üzere tasarlanan kompansatör devresi ilgili transfer fonksiyonu için AD844 devre yapısı için 100 kHz frekanslarına kadar kabul edilir sonuçlar vermiştir.

3.4.2 G_{c2}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lead Kompansatör Devresi

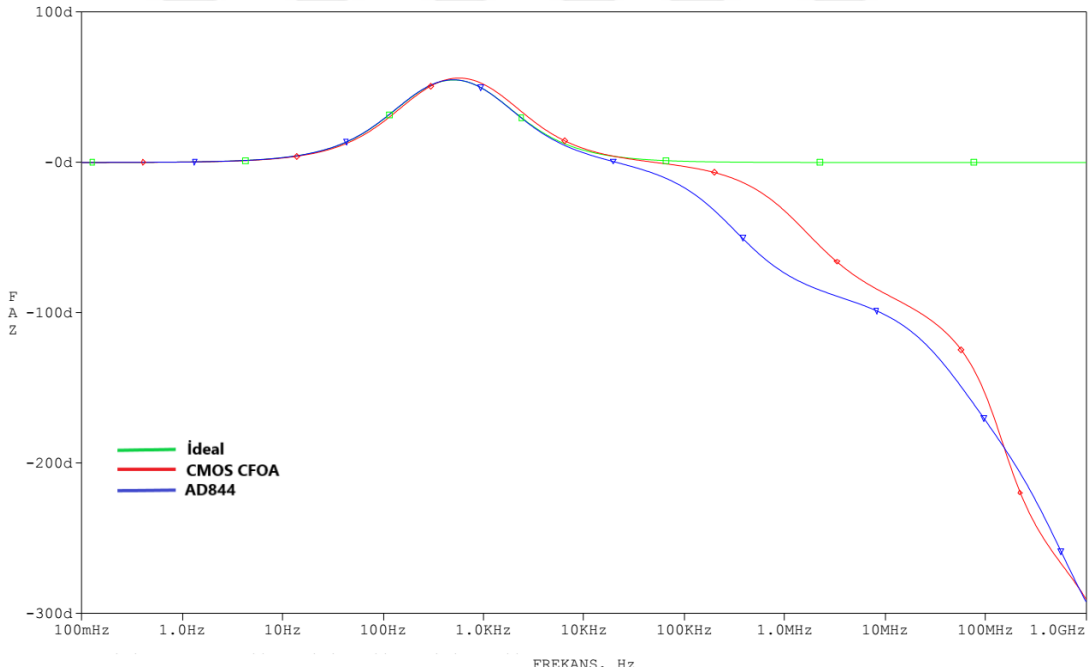
Faz ilerlemeli kompansatör devresinde elemanları R_1=100 kΩ, R_2=10 kΩ, C_1=C_2=10 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle $R_1C_1>R_2C_2$ olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz ilerlemeli kompansazyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 3.11'deki gibi elde edilir.

$$G_{c2}(s)=\frac{s+1000}{s+10000} \tag{3.11}$$

Bu değerler için benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 3.12 ve Şekil 3.13'de sırasıyla verilmiştir.



Şekil 3.12 G_{c2} lead kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği



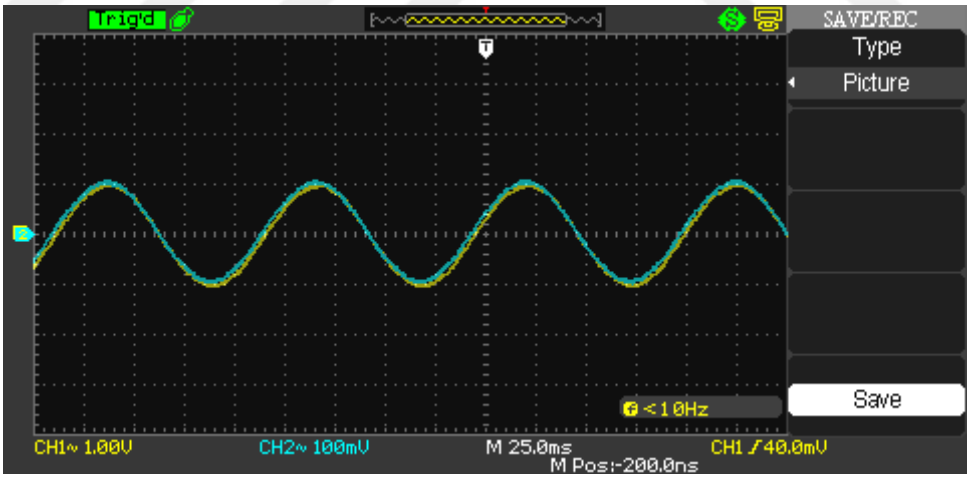
Şekil 3.13 G_{c2} lead kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği

Denklem 3.11'de verilen transfer fonksiyonu için tasarlanan kompansatör devresinin 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz ve 100 kHz frekans değerleri için deneysel sonuçlar Çizelge 3.3'de verilmiştir.

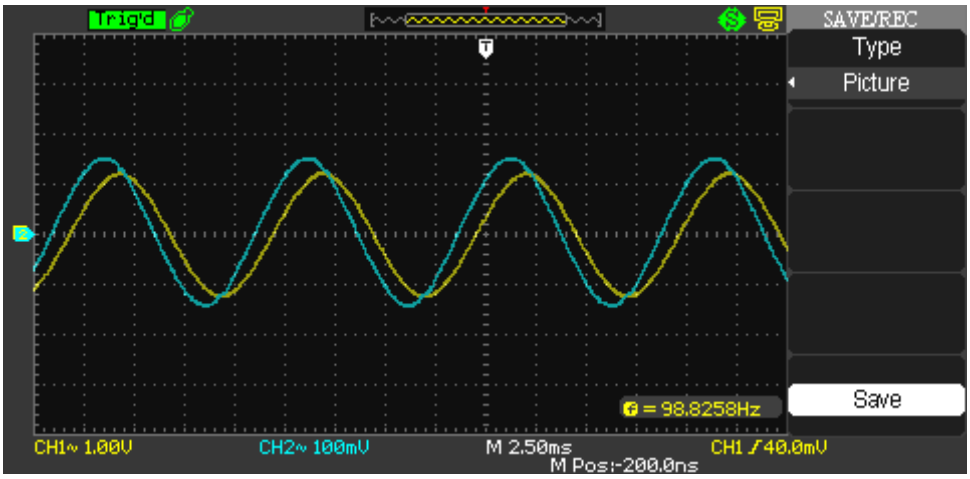
Çizelge 3.3 G_{c2} lead devresi için osiloskop çıktıları

Frekans	Derece		Genlik	
	Deneysel	PSPICE	Deneysel	PSPICE
10 Hz	3	3,23	x0,1	x0,1
100 Hz	30	28,5	x0,1	x0,11
1 kHz	50	48,8	x0,5	x0,54
10 kHz	8	8,1	x1	x0,99
100 kHz	-18	0,8	x1	x1

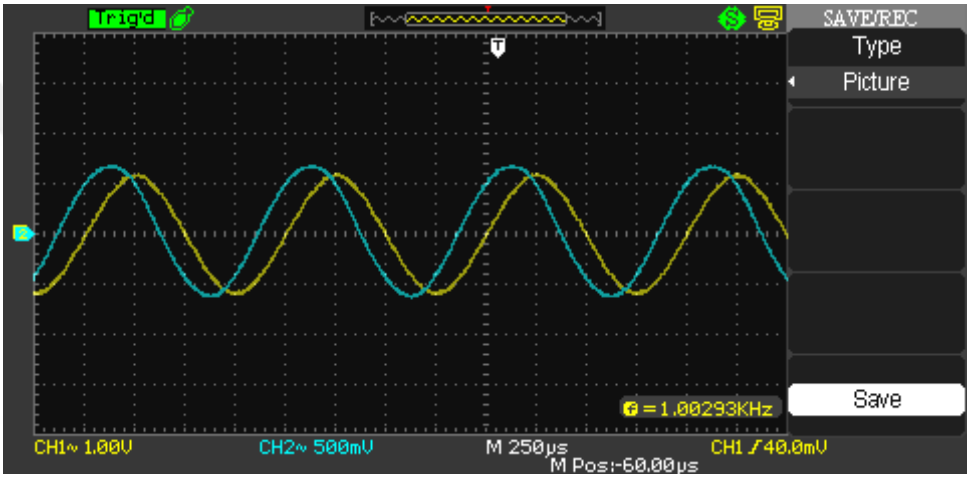
Deneysel çalışmalarda sarı renkte gösterilen CH1 giriş fonksiyonunu, mavi renkte gösterilen CH2 çıkış fonksiyonunu göstermektedir.



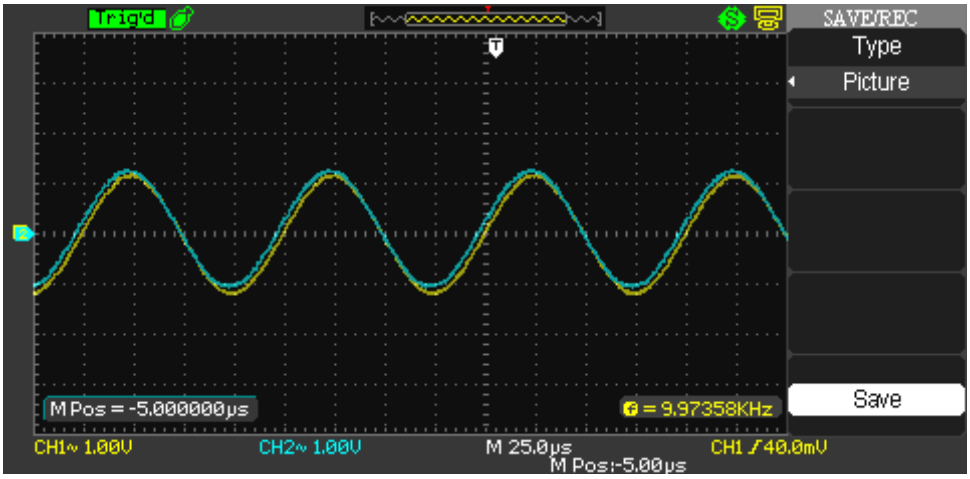
Şekil 3.14 G_{c2} lead kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı



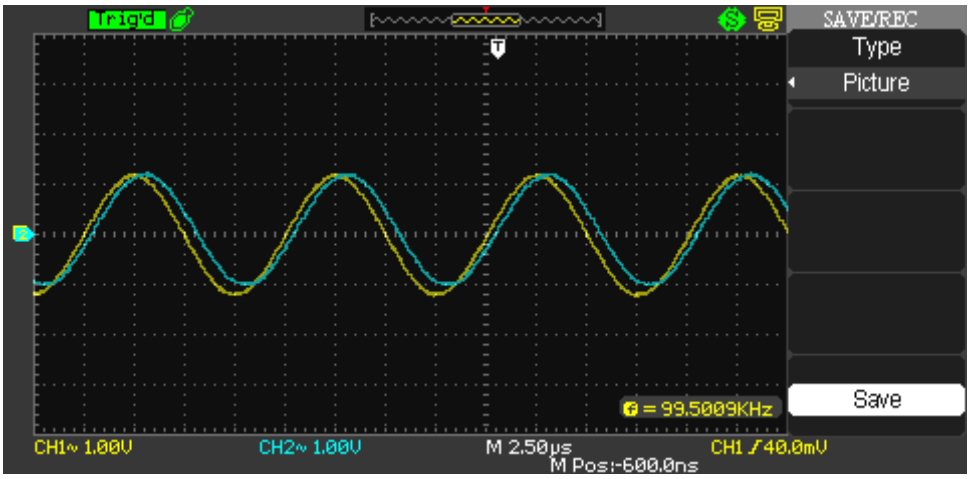
Şekil 3.15 G_{c2} lead kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.16 G_{c2} lead kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.17 G_{c2} lead kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.18 G_{c2} lead kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı

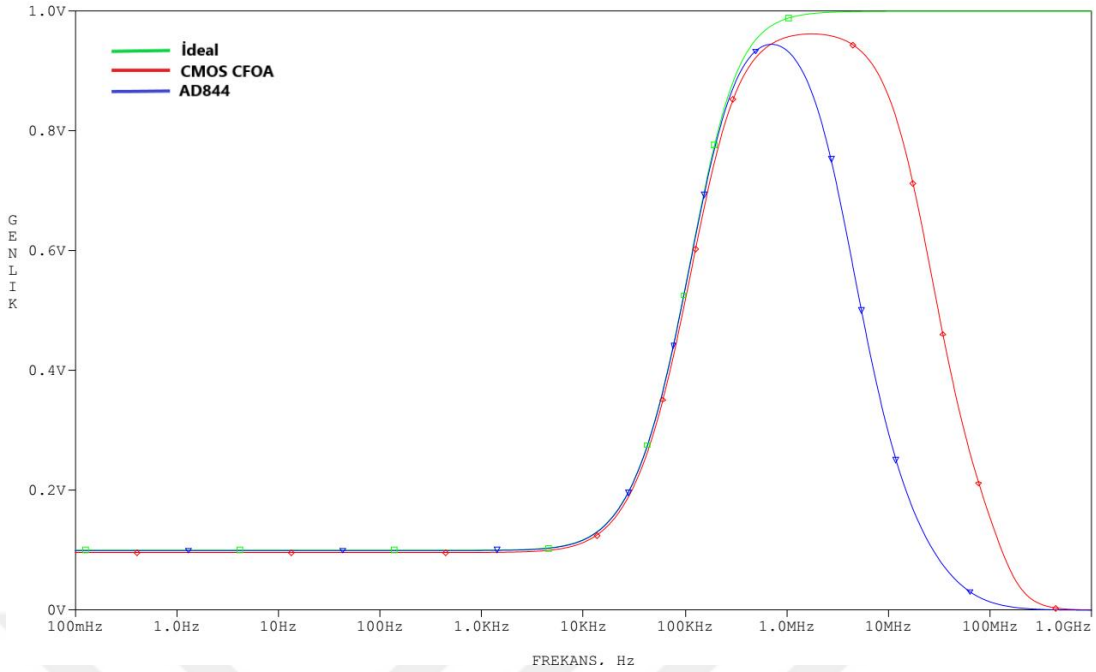
Deneysel verilerden görüldüğü üzere tasarlanan kompansatör devresi ilgili transfer fonksiyonu AD844 devre yapısı için 10 kHz frekanslarına kadar kabul edilir sonuçlar vermiştir.

3.4.3 G_{c3}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lead Kompansatör Devresi

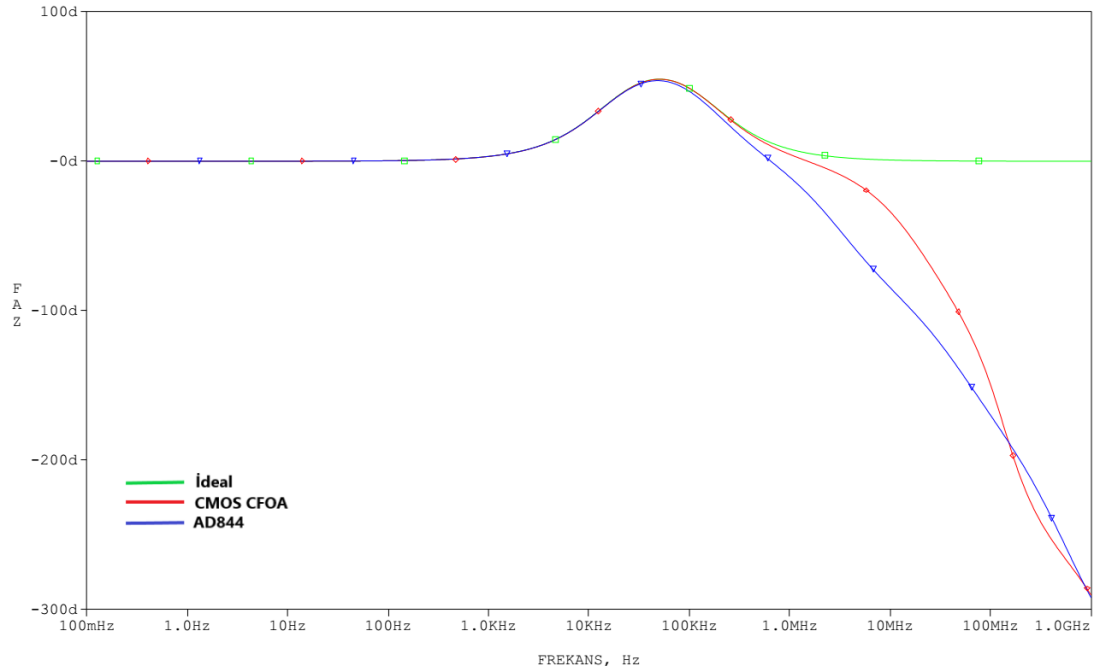
Faz ilerlemeli kompansatör devresinde elemanları R_1=10 kΩ, R_2=1 kΩ, C_1=C_2=1 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle R_1C_1>R_2C_2 olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz ilerlemeli kompansazyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 3.12'deki gibi elde edilir.

$$G_{c3}(s) = \frac{s+100000}{s+1000000} \tag{3.12}$$

Bu değerler için benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 3.19 ve Şekil 3.20'de sırasıyla verilmiştir.



Şekil 3.19 G_{c3} lead kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği



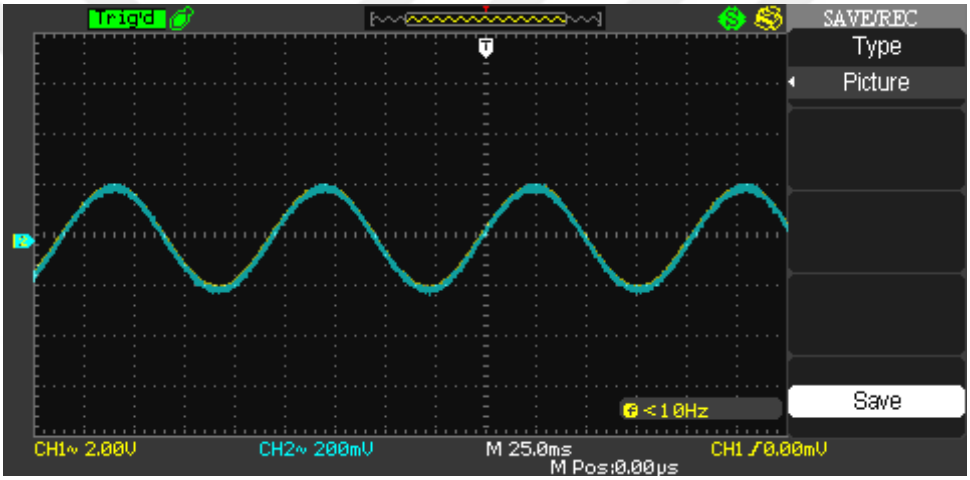
Şekil 3.20 G_{c3} lead kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği

Denklem 3.12'de verilen transfer fonksiyonu için tasarlanan kompansatör devresinin 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz ve 100 kHz frekans değerleri için deneysel sonuçlar Çizelge 3.4'de verilmiştir.

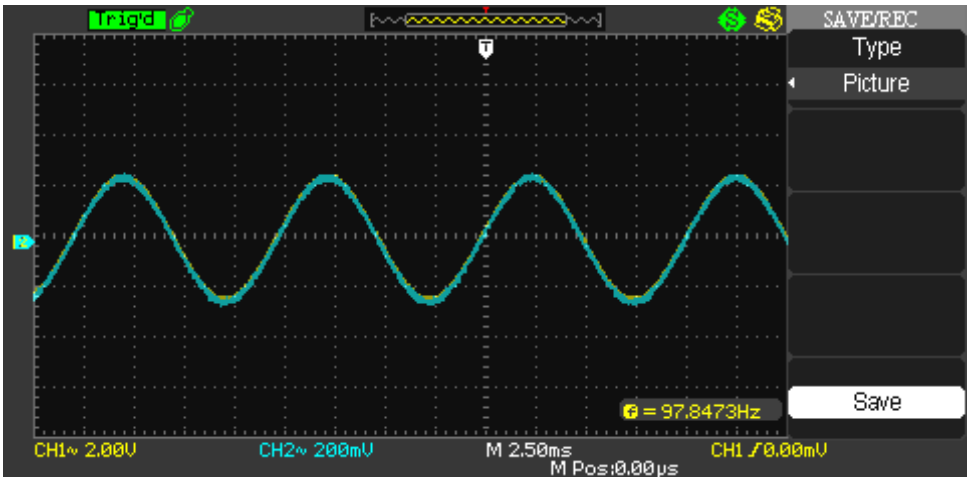
Deneysel çalışmalarda sarı renkte gösterilen CH1 giriş fonksiyonunu, mavi renkte gösterilen CH2 çıkış fonksiyonunu göstermektedir.

Çizelge 3.4 G_{c3} lead devresi için osiloskop çıktıları

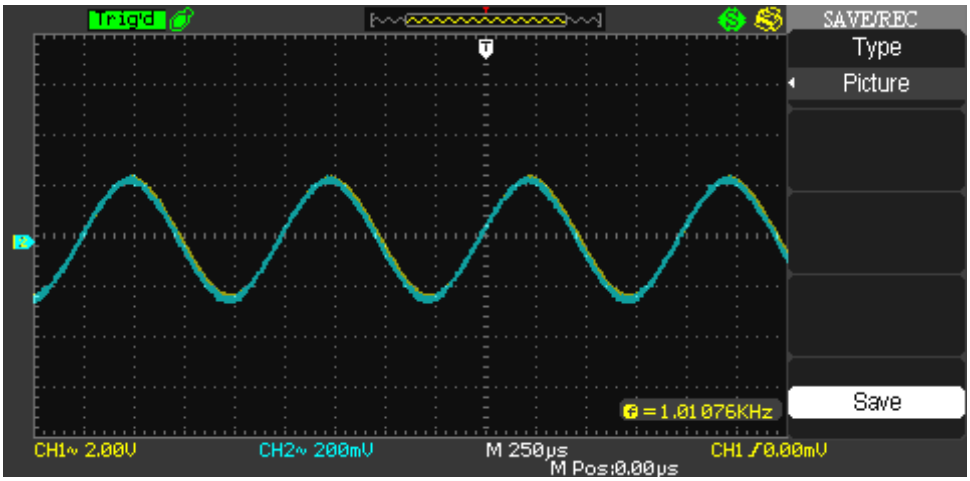
Frekans	Derece		Genlik	
	Deneysel	PSPICE	Deneysel	PSPICE
10 Hz	0	0,03	x0,1	x0,1
100 Hz	0	0,3	x0,1	x0,1
1 kHz	3,6	3,23	x0,1	x0,1
10 kHz	27	28,5	x0,15	x0,12
100 kHz	46	48,8	x0,5	X0,55



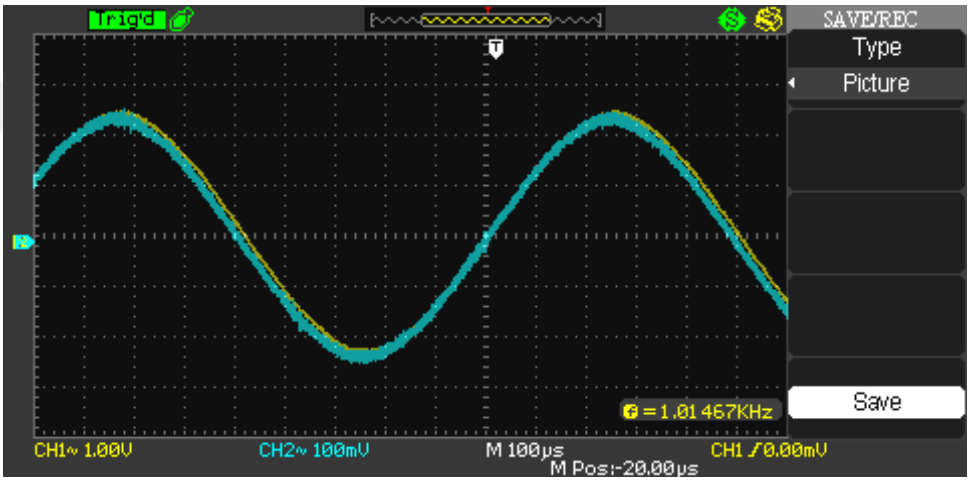
Şekil 3.21 G_{c3} lead kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı



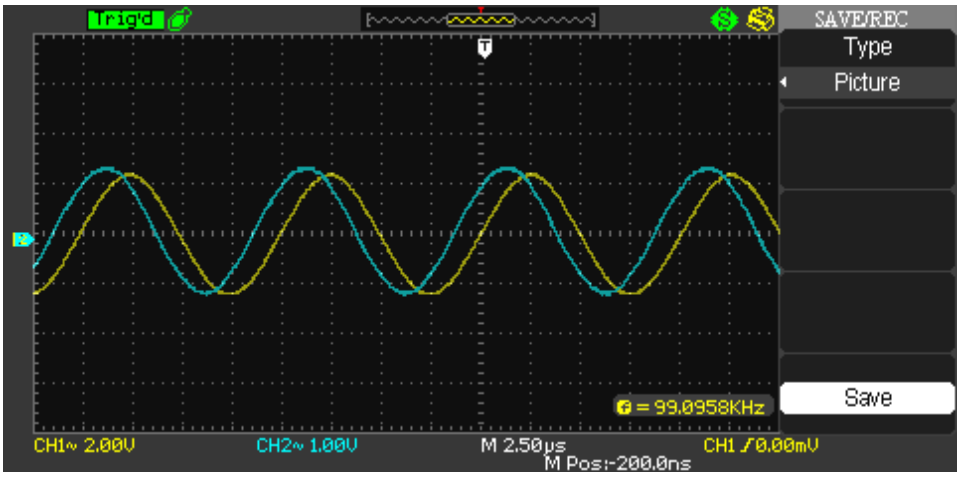
Şekil 3.22 G_{c3} lead kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.23 G_{c3} lead kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.24 G_{c3} lead kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.25 G_{c3} lead kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı

Deneysel verilerden görüldüğü üzere tasarlanan kompansatör devresi ilgili transfer fonksiyonu için AD844 devre yapısı için 100 kHz frekanslarına kadar kabul edilir sonuçlar vermiştir.

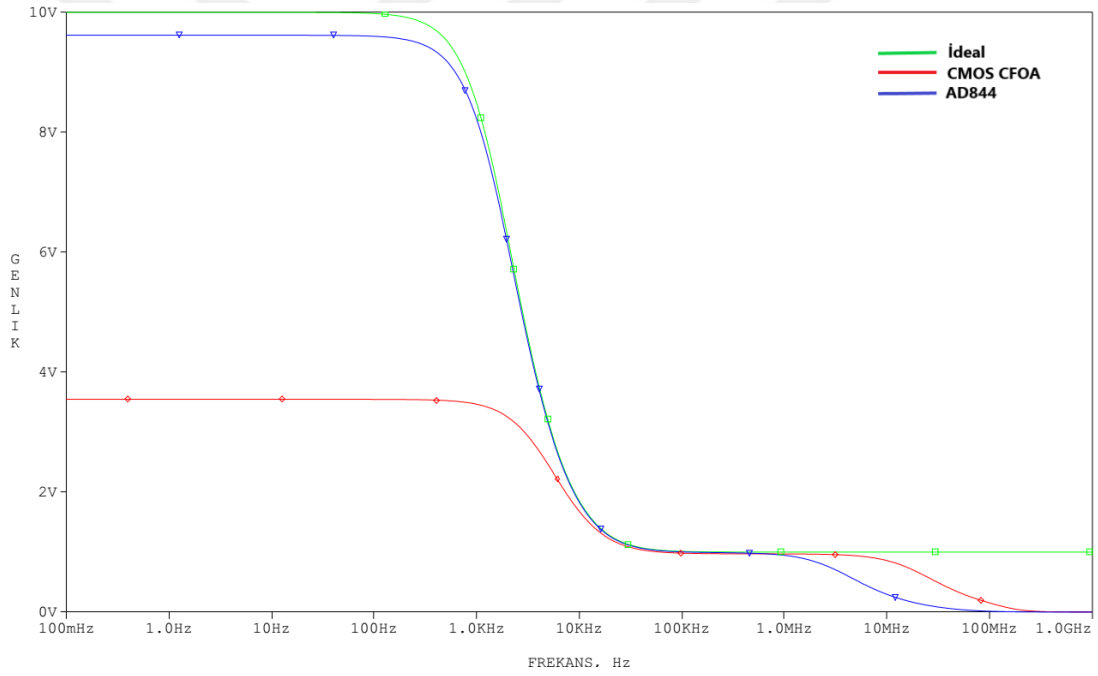
3.5 CFOA Tabanlı Faz Gecikmeli (Lag) Kompansatörün Benzetim Sonuçları

3.5.1 G_{c1}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lag Kompansatör Devresi

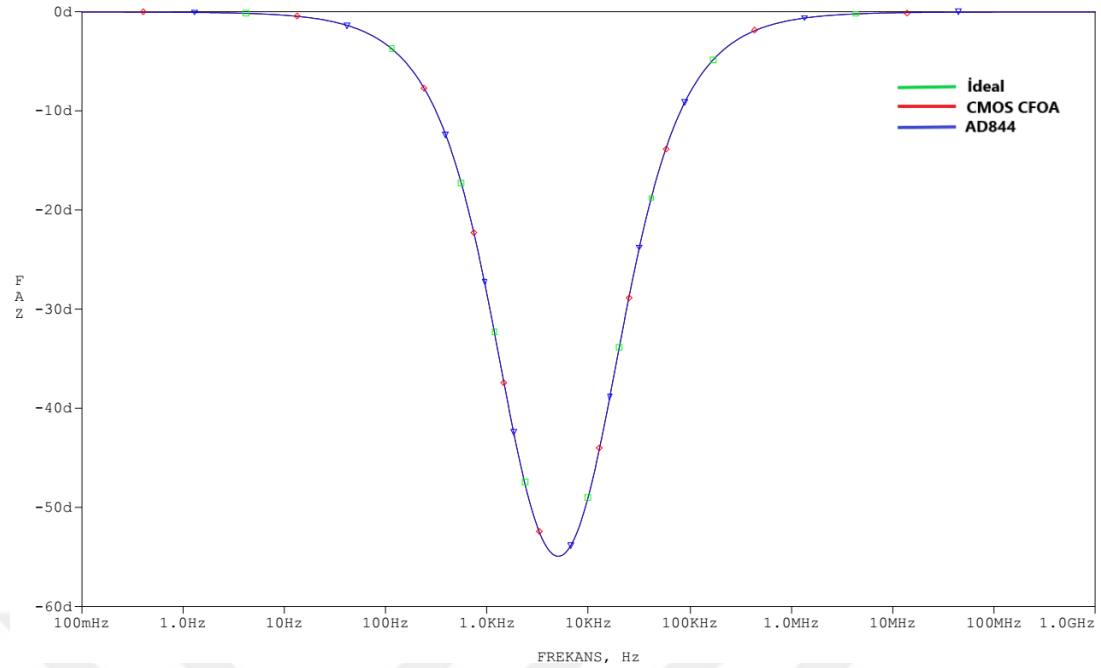
Faz gecikmeli kompansatör devresinde elemanlar R_1=10 kΩ, R_2=100 kΩ, C_1=C_2=1 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle R_2C_2>R_1C_1 olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz gecikmeli kompansazyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 3.15'deki gibi elde edilir.

$$G_{c1}(s) = \frac{s+100000}{s+10000} \tag{3.13}$$

Bu değerler için benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 3.26 ve Şekil 3.27'de sırasıyla verilmiştir.



Şekil 3.26 G_{c1} lag kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği



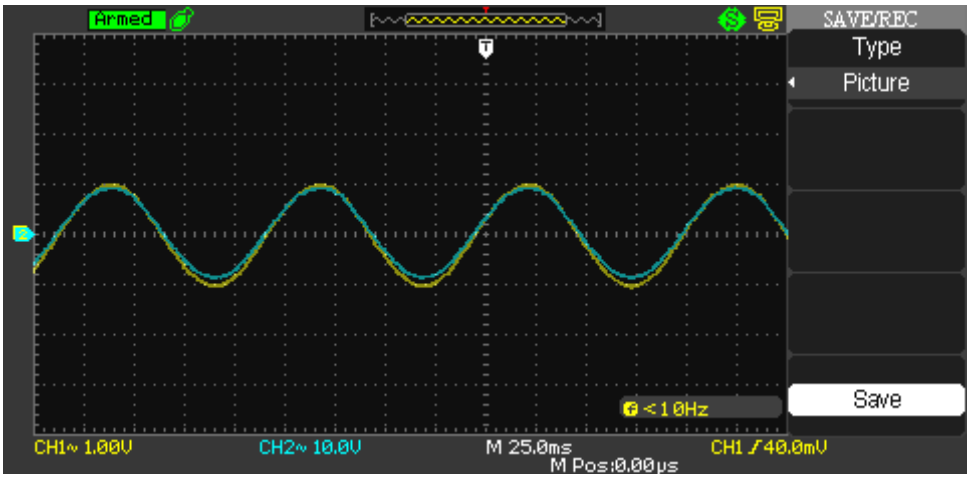
Şekil 3.27 G_{c1} lag kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği

Denklem 3.13'de verilen transfer fonksiyonu için tasarlanan kompansatör devresinin 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz ve 100 kHz frekans değerleri için deneysel sonuçlar Çizelge 3.5'de verilmiştir.

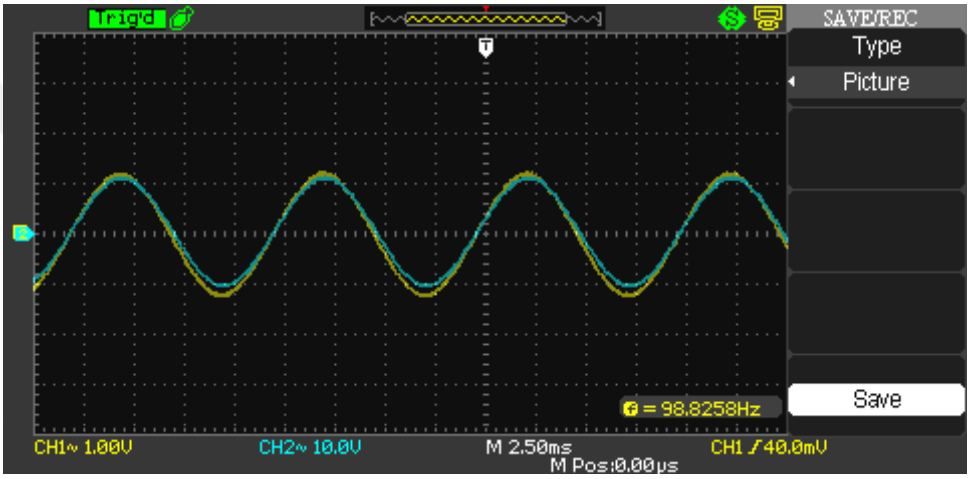
Deneysel çalışmalarda sarı renkte gösterilen CH1 giriş fonksiyonunu, mavi renkte gösterilen CH2 çıkış fonksiyonunu göstermektedir.

Çizelge 3.5 G_{c1} lag devresi için osiloskop çıktıları

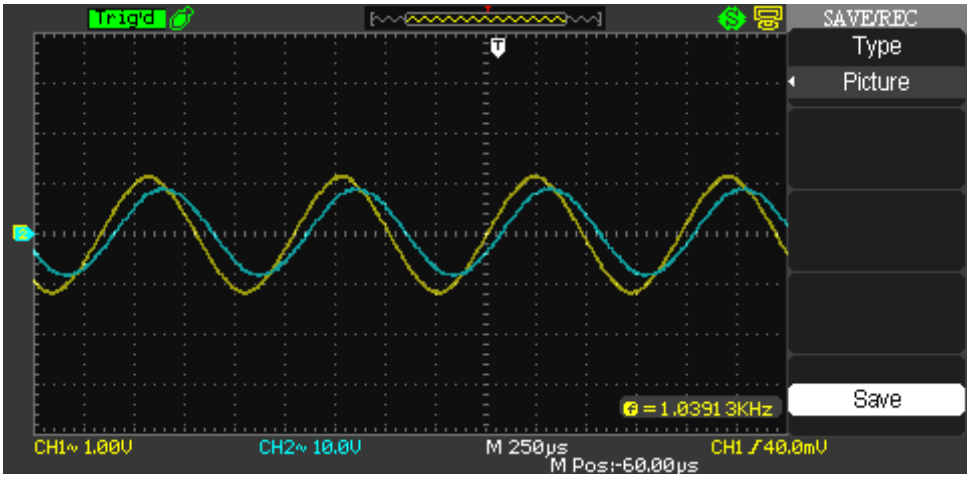
Frekans	Derece		Genlik	
	Deneysel	PSPICE	Deneysel	PSPICE
10 Hz	0	-0,3	x10	x10
100 Hz	0	-3,2	x10	x10
1 kHz	-27	-28,5	x9	x8,5
10 kHz	-45	-48,8	x2	x1,9
100 kHz	-9	-8,1	x1	x1



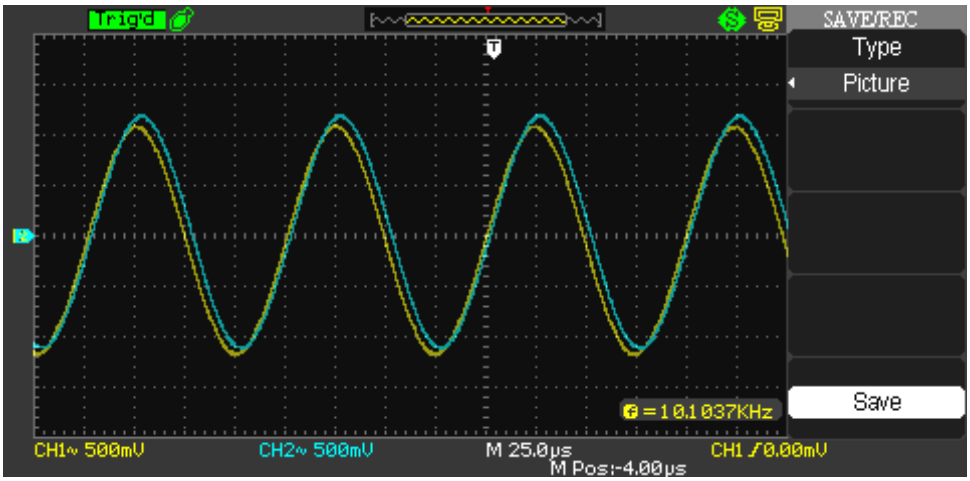
Şekil 3.28 G_{c1} lag kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı



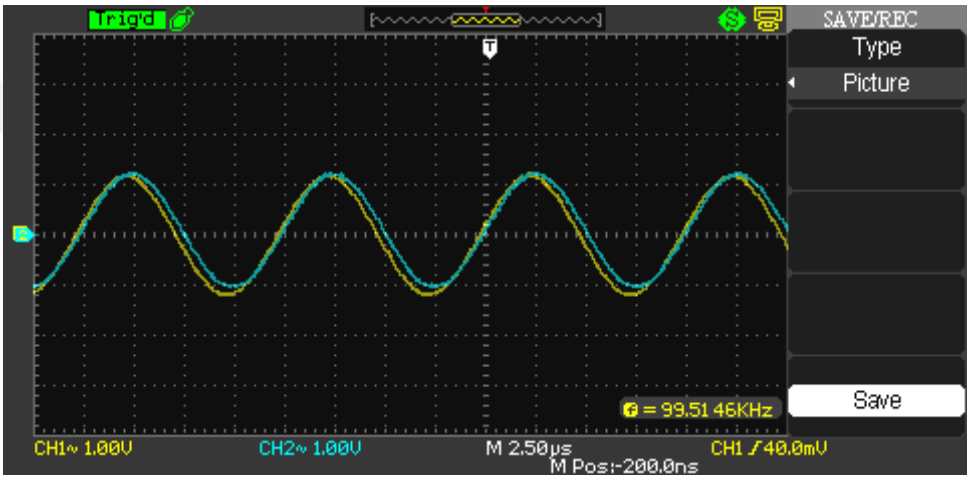
Şekil 3.29 G_{c1} lag kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.30 G_{c1} lag kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.31 G_{c1} lag kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.32 G_{c1} lag kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı

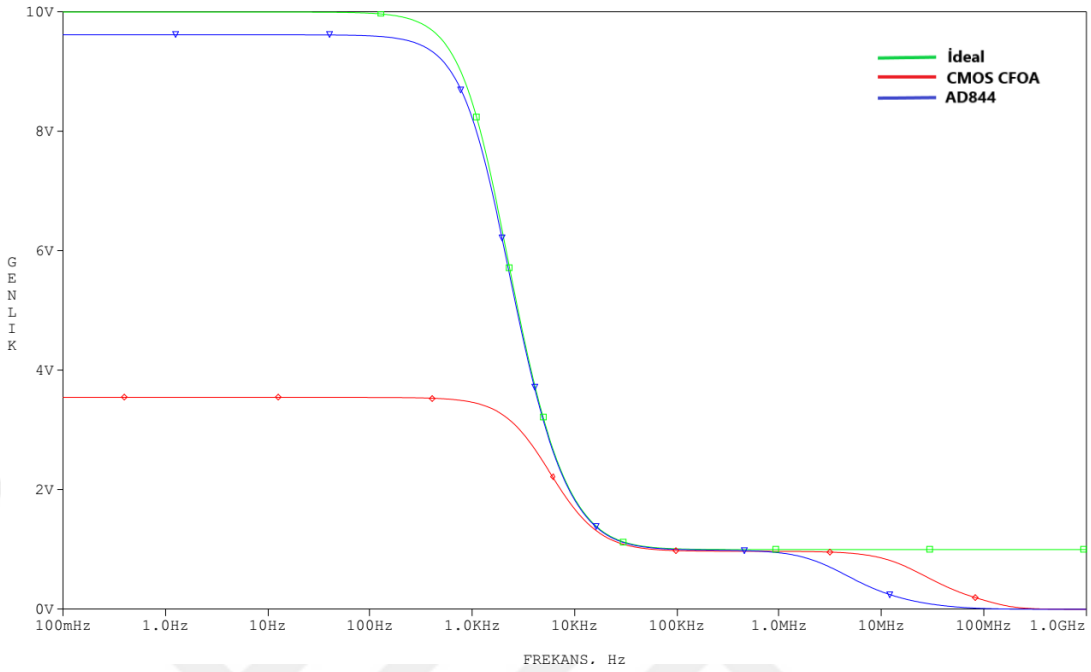
Deneysel verilerden görüldüğü üzere tasarlanan kompansatör devresi ilgili transfer fonksiyonu için AD844 devre yapısı için 100 kHz frekanslarına kadar kabul edilir sonuçlar vermiştir.

3.5.2 G_{c2}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lag Kompansatör Devresi

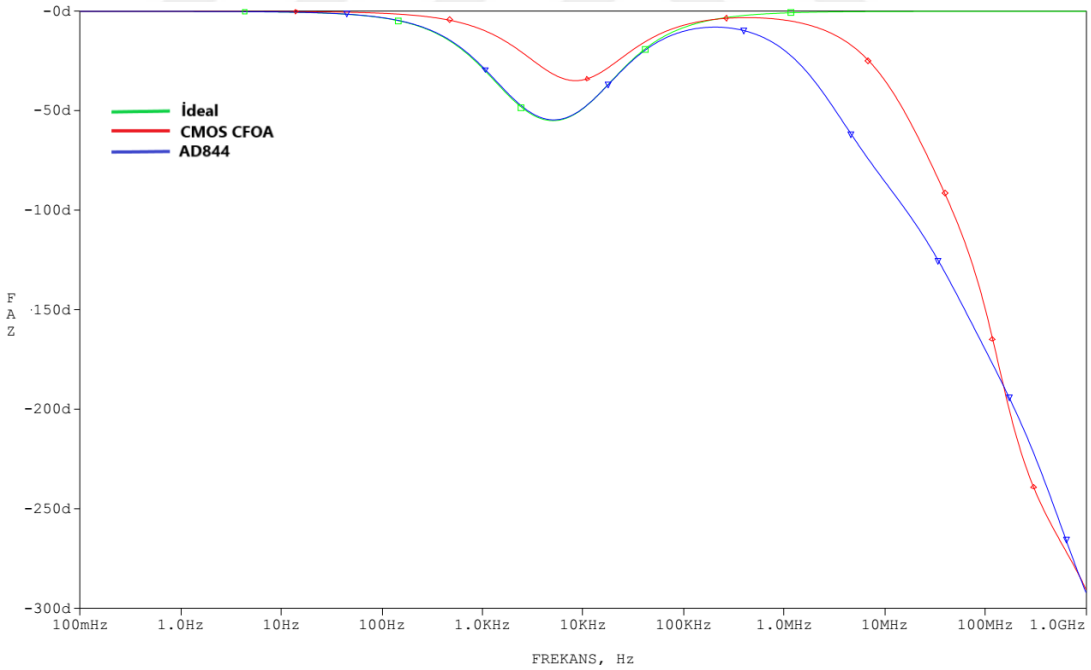
Faz gecikmeli kompansatör devresinde elemanlar R_1=10 kΩ, R_2=100 kΩ, C_1=C_2=10 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle R_2C_2>R_1C_1 olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz gecikmeli kompansazyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 3.14'deki gibi elde edilir.

$$G_{c2}(s) = \frac{s+10000}{s+1000} \tag{3.14}$$

Bu değerler için benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 3.33 ve Şekil 3.34'de sırasıyla verilmiştir.



Şekil 3.33 G_{c2} lag kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği

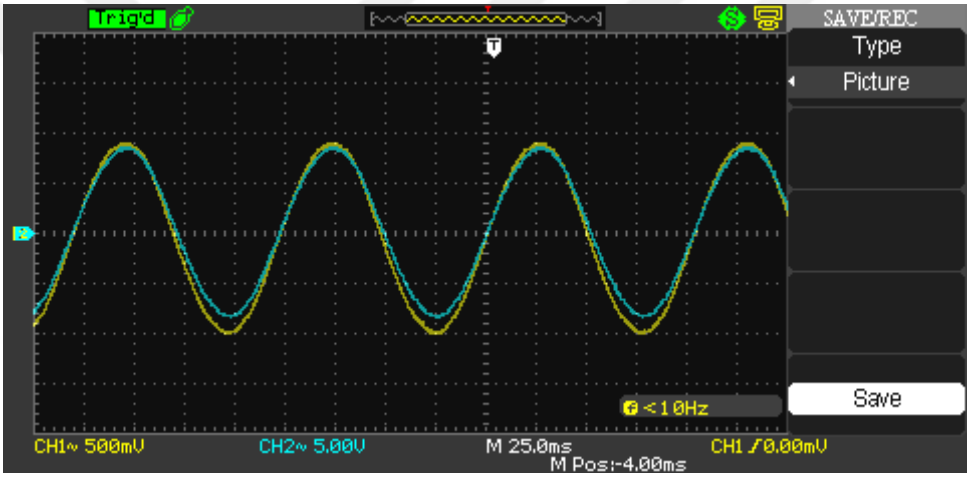


Şekil 3.34 G_{c2} lag kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği

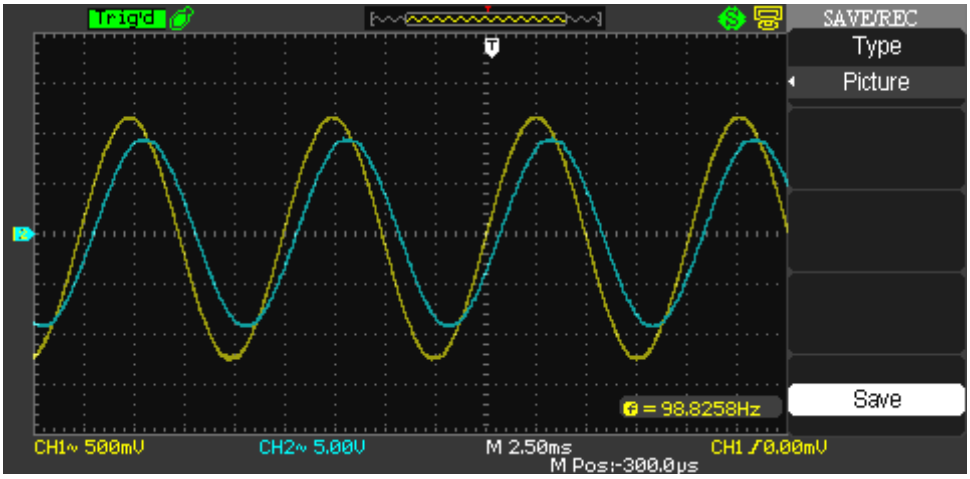
Denklem 3.14'de verilen transfer fonksiyonu için tasarlanan kompansatör devresinin 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz ve 100 kHz frekans değerleri için deneysel sonuçlar Çizelge 3.6'da verilmiştir.

Çizelge 3.6 G_{c2} lag devresi için osiloskop çıktıları

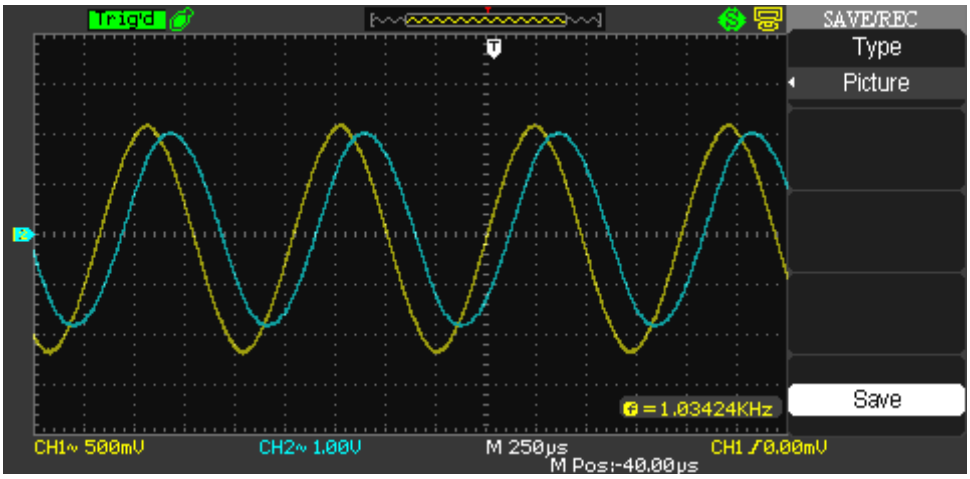
Frekans	Derece		Genlik	
	Deneysel	PSPICE	Deneysel	PSPICE
10 Hz	-3	-3,2	x10	x10
100 Hz	-27	-28,5	x9	x8,5
1 kHz	-45	-48,8	x1.8	x1,8
10 kHz	-9	-8,1	x1	x1
100 kHz	-18	-0,8	x1	x1



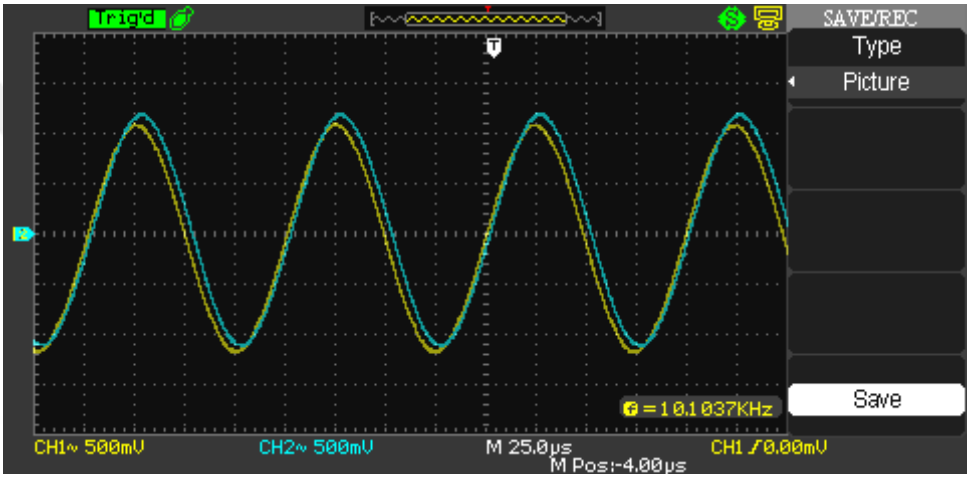
Şekil 3.35 G_{c2} lag kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı



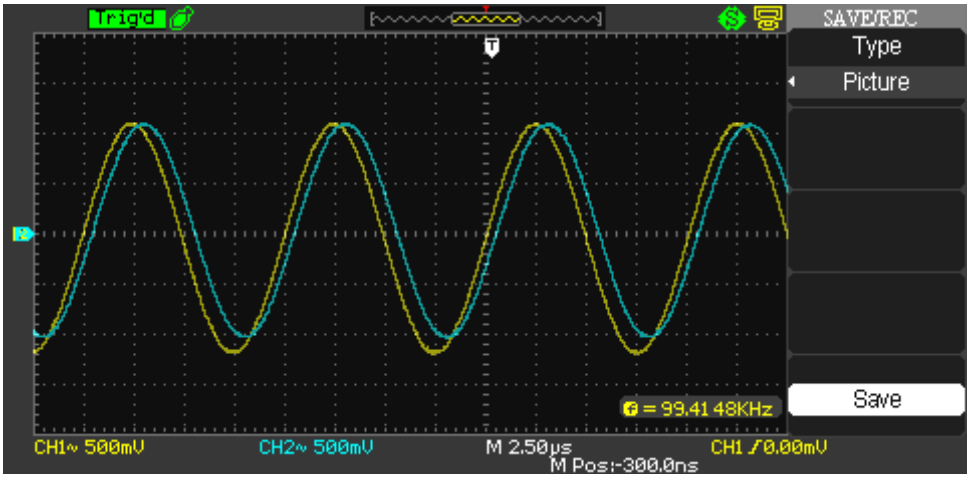
Şekil 3.36 G_{c2} lag kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.37 G_{c2} lag kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.38 G_{c2} lag kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.39 G_{c2} lag kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı

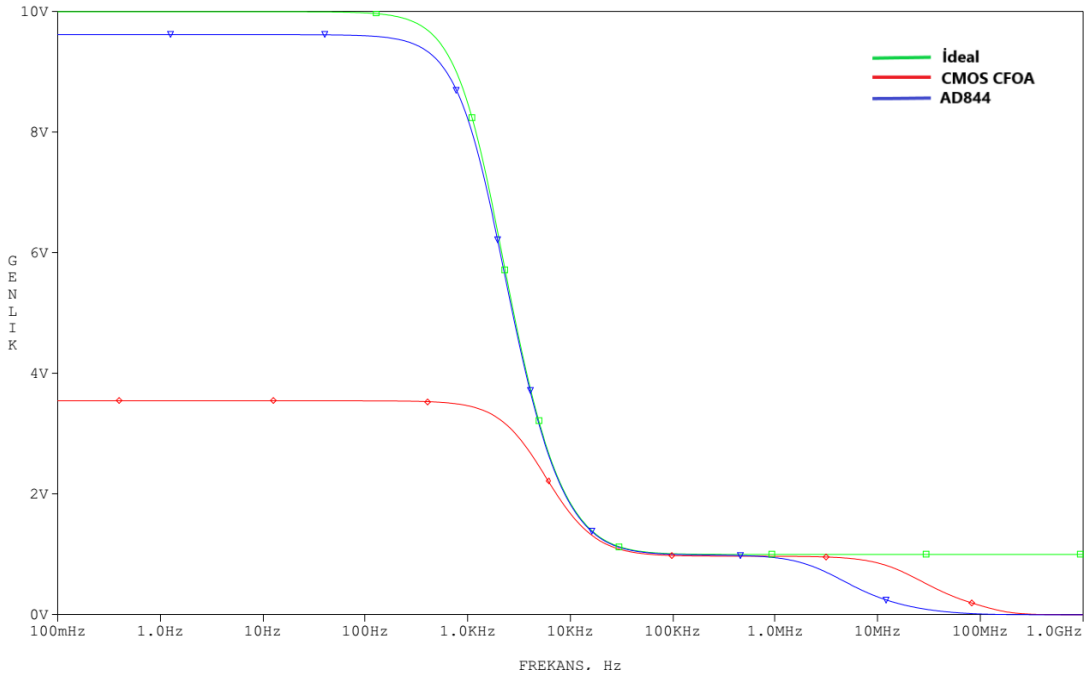
Deneysel verilerden görüldüğü üzere tasarlanan kompansatör devresi ilgili transfer fonksiyonu için AD844 devre yapısı için 10 kHz frekanslarına kadar kabul edilir sonuçlar vermiştir.

3.5.3 G_{c3}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lag Kompansatör Devresi

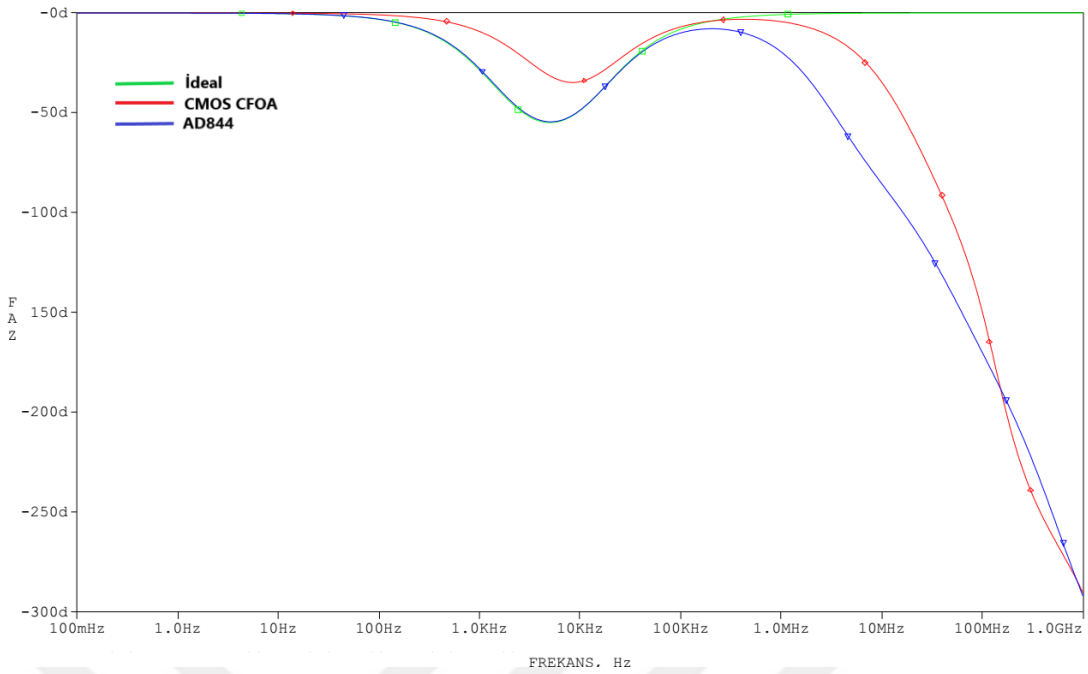
Faz gecikmeli kompansatör devresinde elemanlar R_1=1 kΩ, R_2=10 kΩ, C_1=C_2=1 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle $R_2C_2>R_1C_1$ olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz gecikmeli kompansazyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 3.15'deki gibi elde edilir.

$$G_{c3}(s)=\frac{s+1000000}{s+100000} \tag{3.15}$$

Bu değerler için benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 3.40 ve Şekil 3.41'de sırasıyla verilmiştir.



Şekil 3.40 G_{c3} lag kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği



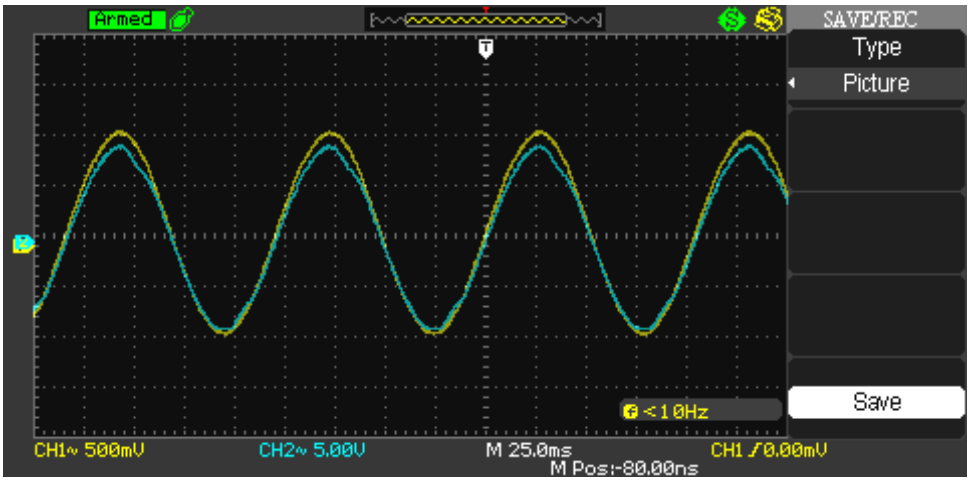
Şekil 3.41 G_{c3} lag kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği

Denklem 3.15'de verilen transfer fonksiyonu için tasarlanan kompansatör devresinin 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz ve 100 kHz frekans değerleri için deneysel sonuçlar Çizelge 3.7'de verilmiştir.

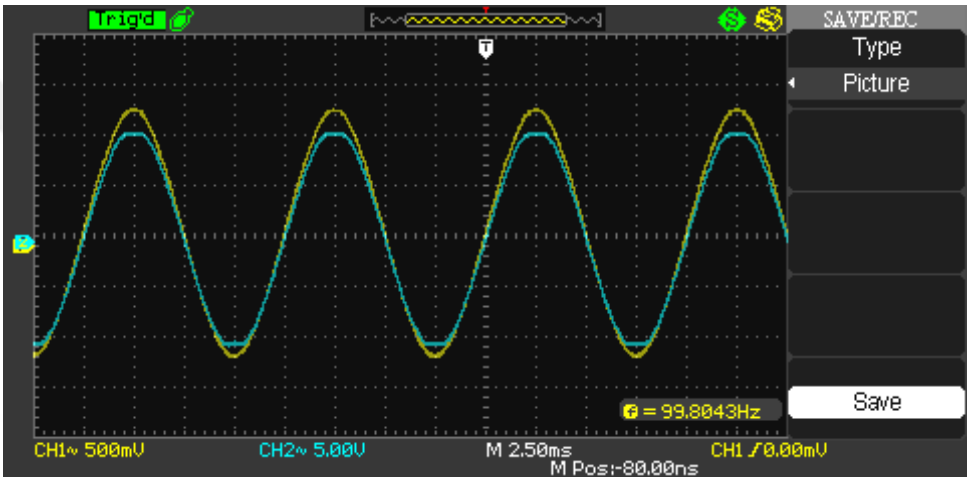
Deneysel çalışmalarda sarı renkte gösterilen CH1 giriş fonksiyonunu, mavi renkte gösterilen CH2 çıkış fonksiyonunu göstermektedir.

Çizelge 3.7 G_{c3} lag devresi için osiloskop çıktıları

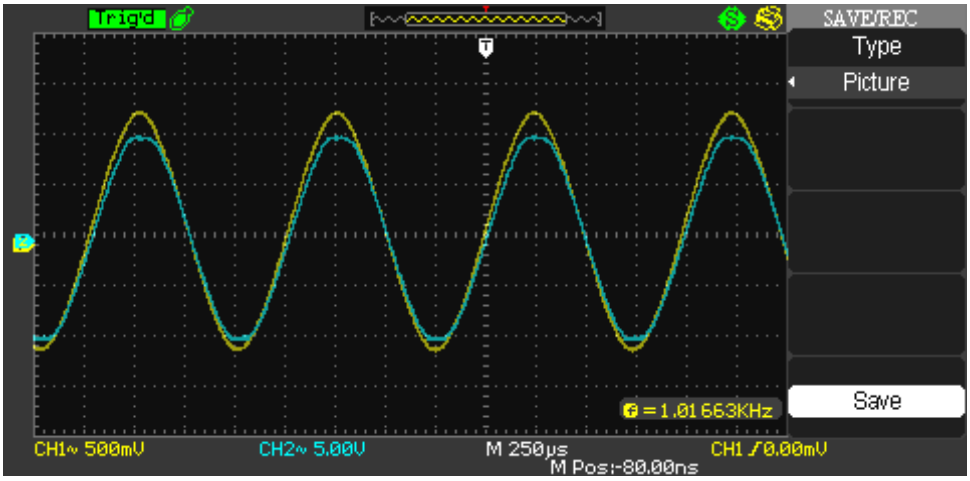
Frekans	Derece		Genlik	
	Deneysel	PSPICE	Deneysel	PSPICE
10 Hz	0	-0,03	x10	x10
100 Hz	0	-0,3	x10	x10
1 kHz	-3,6	-3,2	x10	x10
10 kHz	-27	-28,5	x8	x8,5
100 kHz	-46	-48,8	x2	x1,9



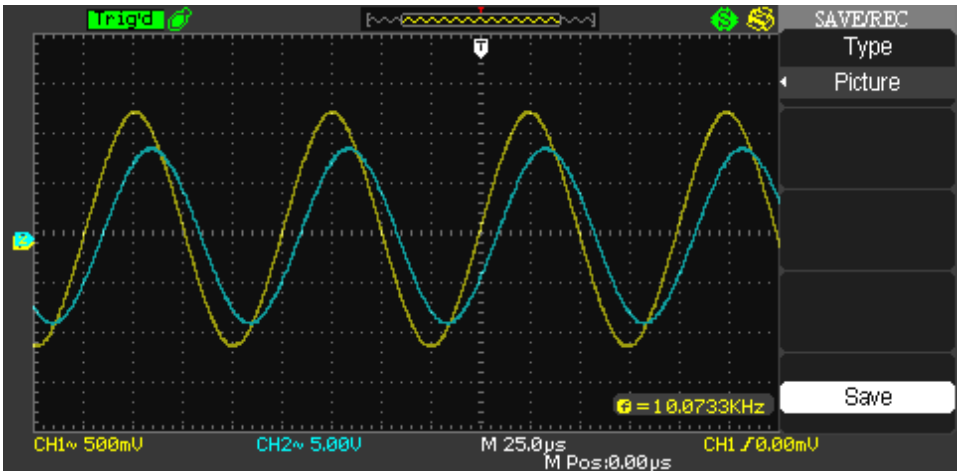
Şekil 3.42 G_{c3}lag kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı



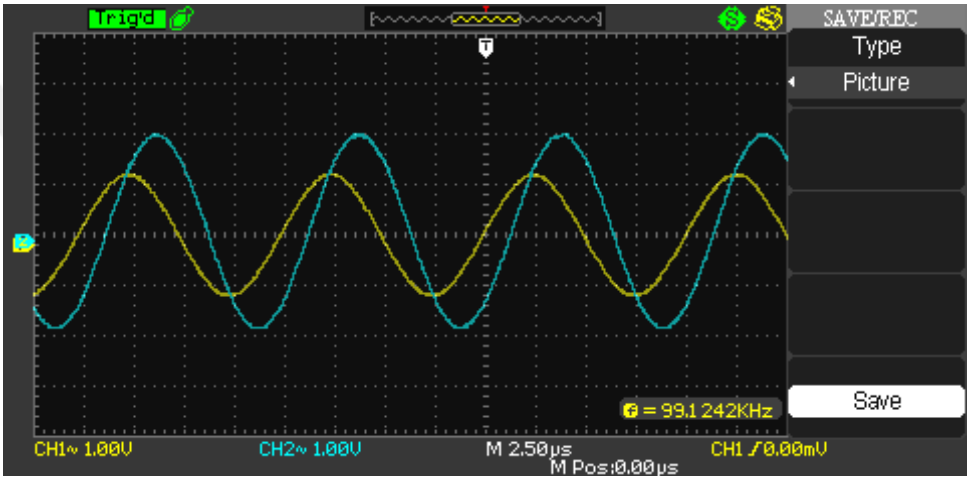
Şekil 3.43 G_{c3}lag kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.44 G_{c3} lag kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.45 G_{c3} lag kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.46 G_{c3} lag kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı

Deneysel verilerden görüldüğü üzere tasarlanan kompansatör devresi ilgili transfer fonksiyonu için AD844 devre yapısı için 100 kHz frekanslarına kadar kabul edilir sonuçlar vermiştir.

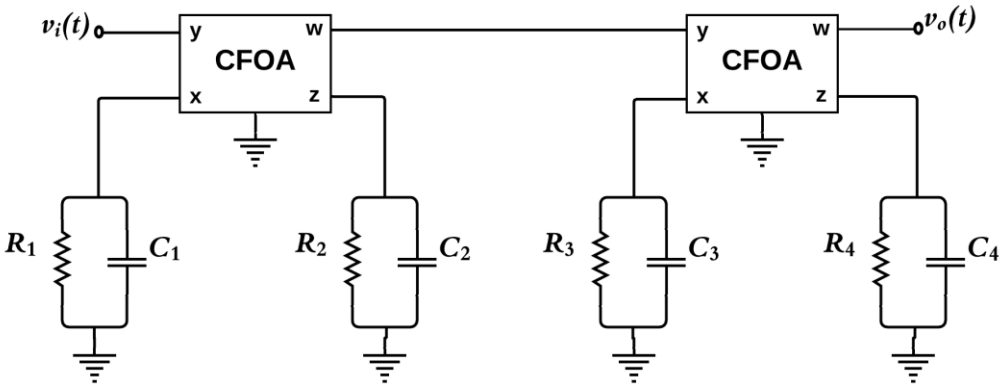
3.6 CFOA Tabanlı Faz İlerlemeli-Faz Gecikmeli (Lead-Lag) Kompansatörün Benzetim Sonuçları

Faz ilerlemeli kompansatör devresinde elemanları R_1=100 kΩ, R_2=10 kΩ, C_1=C_2=10 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle $R_1C_1>R_2C_2$ olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz ilerlemeli kompanzasyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 3.16'daki gibi elde edilir.

$$G_{lead}(s)=\frac{s+1000}{s+10000} \tag{3.16}$$

Faz gecikmeli kompansatör devresinde elemanları R_3=10 kΩ, R_4=100 kΩ, C_3=C_4=10 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle R_4C_4>R_3C_3 olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz ilerlemeli kompanzasyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 3.17'deki gibi elde edilir.

$$G_{lag}(s) = \frac{s+10000}{s+1000} \tag{3.17}$$

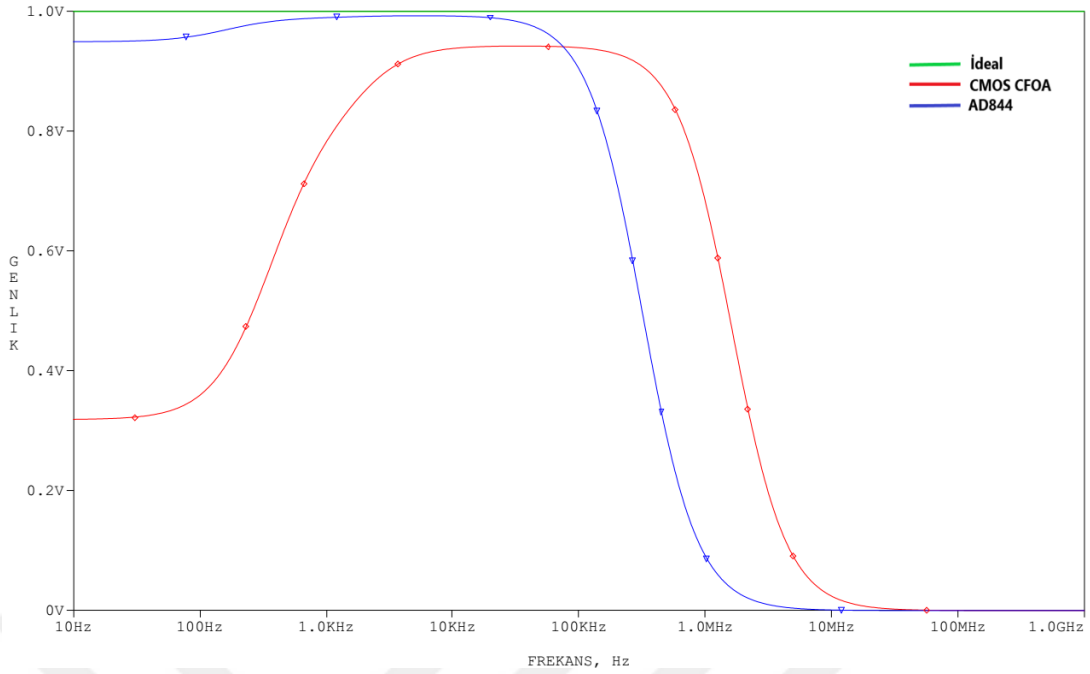


Şekil 3.47 Lead-Lag kompansatör devresi

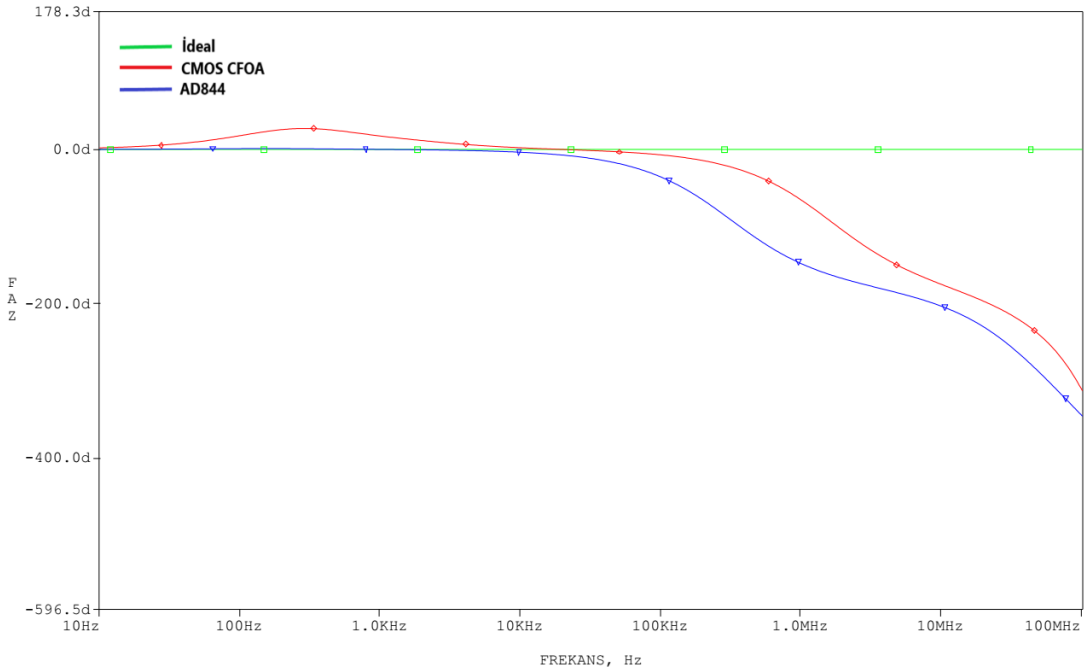
Şekil 3.47' de verilen lead-lag kompansatör devresinin transfer fonksiyonu Denklem 3.18'de verilmektedir.

$$G_{lead-lag}(s) = \frac{s+1000}{s+10000} + \frac{s+10000}{s+1000} \tag{3.18}$$

Bu değerler için benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 3.48 ve Şekil 3.49'da sırasıyla verilmiştir.



Şekil 3.48 Lead-lag (CFOA) kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği



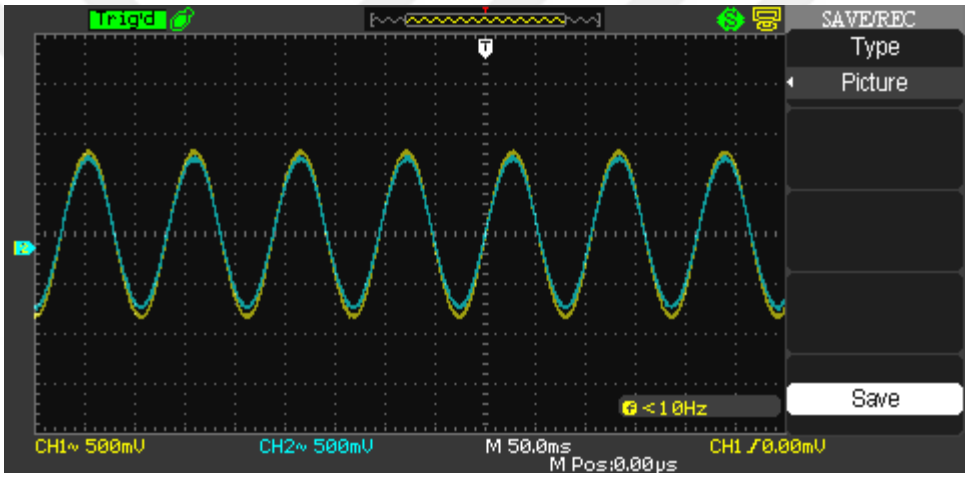
Şekil 3.49 Lead-lag (CFOA) kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği

Denklem 3.18'da verilen transfer fonksiyonu için tasarlanan kompansatör devresinin 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz ve 100 kHz frekans değerleri için deneysel sonuçlar Çizelge 3.8'de verilmiştir.

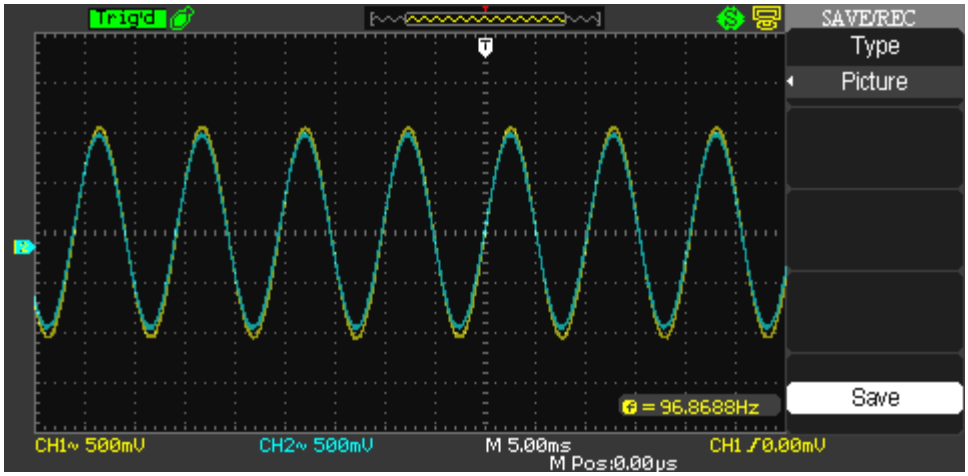
Deneysel çalışmalarda sarı renkte gösterilen CH1 giriş fonksiyonunu, mavi renkte gösterilen CH2 çıkış fonksiyonunu göstermektedir.

Çizelge 3.8 Lead-lag (CFOA) devresi için osiloskop çıktıları

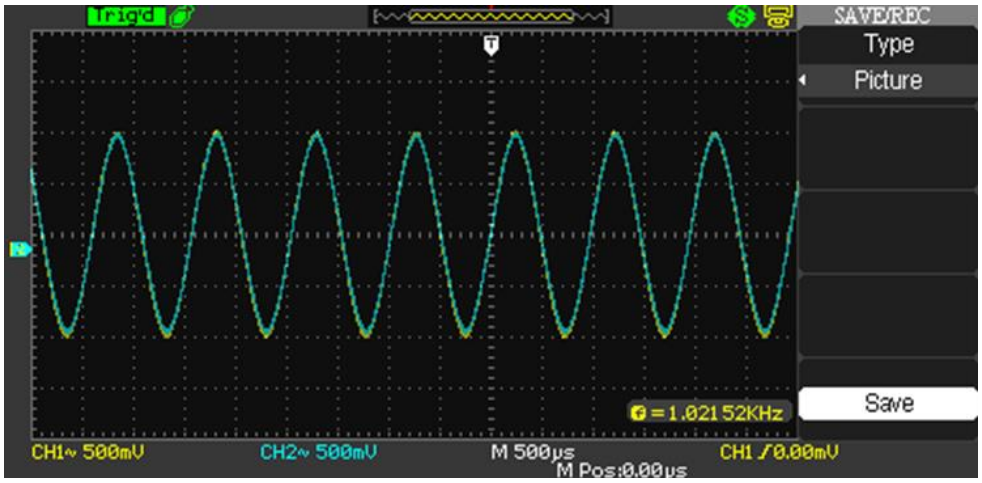
Frekans	Derece		Genlik	
	Deneysel	PSPICE	Deneysel	PSPICE
10 Hz	0	0	x0,1	x1
100 Hz	0	0	x0,1	x1
1 kHz	0	0	x0,15	x1
10 kHz	0	0	x0,5	x1
100 kHz	36	0	x0,99	x1



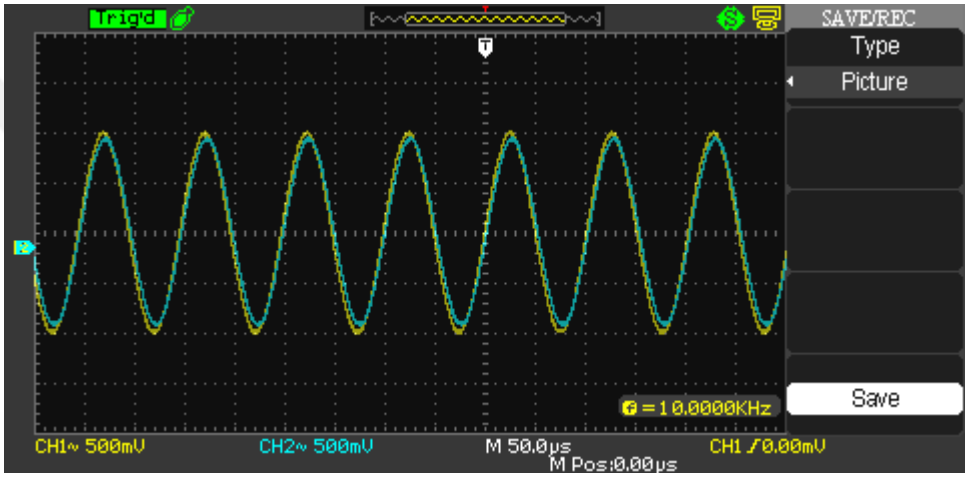
Şekil 3.50 Lead-lag (CFOA) kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı



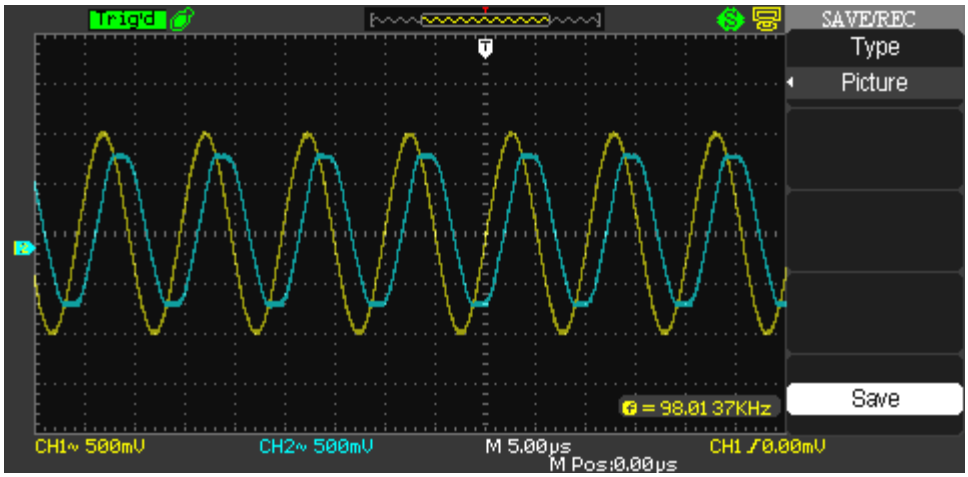
Şekil 3.51 Lead-lag (CFOA) kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.52 Lead-lag (CFOA) kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.53 Lead-lag (CFOA) kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 3.54 Lead-lag (CFOA) kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı

Deneysel verilerden görüldüğü üzere tasarlanan kompansatör devresi ilgili transfer fonksiyonu için AD844 devre yapısı için 10 kHz frekanslarına kadar kabul edilir sonuçlar vermiştir.

3.7 CFOA Tabanlı Kompansatör Devreleri için Benzetim Sonuçları

Bu çalışmada, yeni bir gerilim-modlu faz ilerlemeli ve gecikmeli kompansatör devresi tasarımı gerçekleştirilmiştir. Devrede iki adet CFOA aktif elemanı ve ikişer adet bir ucu topraklı kapasite ve direnç elemanı kullanılmıştır. Önerilen devrenin giriş ve çıkış empedans değerleri gerilim-modlu yapıya uygun değerdedir ve art arda kullanım için ayrıca tampon devresi kullanımı gerektirmemektedir. PSPICE programı ile elde edilen benzetim sonuçları da ideal sonuçlar ile örtüşmektedir.

PSPICE'da elde edilen faz-frekans karakteristiğinden görüleceği üzere CFOA aktif elemanı ile gerçeklenen devre ve ideal devre ile elde edilen sonuçlar 100kHz frekans değerine kadar örtüşmektedir. Bu frekans değerinin üzerinde aktif devredeki faz kayması ideal devre yapısına göre bir hayli farklılık göstermektedir. Bu durum CFOA aktif elemanının idealsizlik etkilerinden kaynaklanmaktadır. Aynı durum genlik-frekans karakteristiğinde de görülmektedir.

Gerçek ortamda AD844 tümdevresi kullanılarak gerçekleştirilen kompansatör devresinin verileri incelendiğinde simülasyon ortamına göre daha az başarılı sonuçlar vermiştir. Bunun nedeni ise AD844 tümdevresinin parazitik etkilerinden kaynaklanmaktadır. Transfer fonksiyonuna göre devreye eklenen kapasite değerleri AD844 tümdevresinin özellikle z ucundaki parazitik etkilerden dolayı bazı transfer fonksiyonlarında çalışma aralığı 1 kHz'lere kadar düşürdüğü deneysel çalışma sonuçlarında görülmüştür.

BÖLÜM 4

AKIM MODLU DEVRE MODELİ

Kompansatör devre yapıları işlevleri bakımında basitçe PI, PD, PID kontrolör yapılarına benzetilmektedir. Faz ilerlemeli kompansatör devre yapısı PD kontrolör yapısına, faz geciklemeli kompansatör devre yapısı PI kontrolör devre yapısına ve Faz ilerlemeli-gecikmeli kompansatör devre yapısı da PID kontrolör devre yapısına benzetilmektedir [1].

PID denetleyici tasarımı, kontrol sistemleri alanında çok kullanılan ve ilgi gören bir yöntemdir. PID denetleyici tasarımı basit ve ucuz olup, PID parametrelerin ayarlanması kolaydır [2].

İşaret akış diyagramları (İAD) kullanılarak gerçekleştirilen analog PID denetleyici sentez işlemleri referans [3]-[6]'de verilmiştir. Bu metot, verilen PID denetleyici transfer fonksiyonundan işaret akış diyagramının çizilmesi ve bu diyagramdan devrenin gerçekleştirilmesine dayanmaktadır. Bu sebepten dolayı kuvvetlendirici, integral alıcı, türev alıcı ve ağırlık toplayıcı devrelerine ihtiyaç vardır. Bu da önerilen devrelerde kullanılan aktif ve pasif eleman sayılarının çok fazla olmasını sağlamıştır [7].

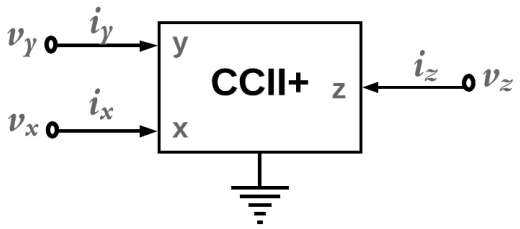
Akım taşıyıcılar son yıllarda giderek yaygınlaşmaya başlamışlardır. Türev alıcı, integral alıcı devre blokları, osilatör yapıları, süzgeç devreleri gibi işlemsel kuvvetlendirici ile gerçekleştirilen blokların akım taşıyıcı modellerinin kullanımı artmıştır ve akım taşıyıcı işlem elemanı piyasaya tümdevre olarak çıkarılmıştır [11].

Bu çalışmada, ticari olarak temin edilebilen bir aktif eleman olan CCII aktif elemanı kullanılarak faz ilerlemeli, gecikmeli kompansatör devre yapılarının tasarımı için yeni bir yöntem önerilmiştir. Önerilen devre modelinde aktif eleman dışında iki direnç ve iki

sığaç kullanılmıştır. Bu bölümde CCII devre yapısından ve önerilen faz ilerlemeli, gecikmeli kompansatör devre yapısı ve tasarımın transfer fonksiyonu verilmiştir. Ayrıca önerilen devre modelinin ideal olmayan durum için analizi yapılmıştır. Aynı zamanda PSPICE ve gerçek ortamda AD844 tümdevresi ile gerçekleştirilen benzetim sonuçlarına yer verilmiştir. Daha sonra elde edilen sonuçlar tartışılarak çalışma sonuçlandırılmıştır.

4.1 Pozitif Tip İkinci Kuşak Akım Taşıyıcı (CCII+)

CCII+ aktif elemanının devre sembolü Şekil 4.1'de gösterilmektedir ve uç denklem bağıntıları Denklem 4.1'de verilmiştir [15].



Şekil 4.1 CCII+ aktif elemanının blok diyagramı

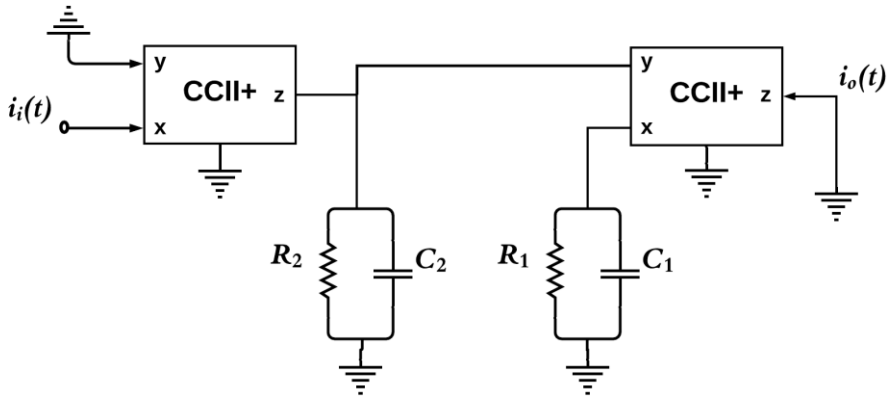
$$i_y = 0, \quad v_x = v_y, \quad i_z = +i_x \tag{4.1}$$

CCII aktif elemanının ideal durumda giriş empedansı *y* ucunda sonsuz, *x* ucunda ise sıfırdır. Z çıkış ucunun empedansı ise sonsuzdur [15].

Bu çalışmada önerilen, CCII+ aktif elemanı kullanılarak gerçeklenen akım-modlu faz ilerlemeli ve gecikmeli kompansatör devresi tasarımı Şekil 4.2'de verilmiştir.

Önerilen devrede sadece iki adet CCII+ aktif elemanı, ikişer adet bir ucu topraklı direnç ve kapasite elemanı kullanılmıştır. Devrenin giriş ucu düşük empedans ve çıkış ucu yüksek empedans değerine sahiptir. Bu açıdan akım-modlu çalışma açısından ayrı tampon devreleri kullanılmasına gerek kalmadan önerilen devre akım-modlu olacak şekilde art arda bağlanabilir özelliktedir. Pasif elemanlar ile gerçeklenen faz ilerlemeli ve gecikmeli devre yapıları bir tampon devresi kullanılmadan art arda bağlanamazlar. Ayrıca kazanç ayarı için de aktif elemanlı bir devre yapısına ihtiyaç duyulacaktır.

4.2 CCII+ Tabanlı Önerilen Kompansatör Devre Modeli



Şekil 4.2 CCII+ tabanlı önerilen kompansatör devresi

Şekil 4.2'de gerçekleştirilen kompansatör devre yapısında $R_1C_1>R_2C_2$ ise lead kompansatör, $R_2C_2>R_1C_1$ ise lag kompansatör olarak belirtilmişti. Bu ön koşullar işlemsel yükselteç ve önerilen CFOA tabanlı kompansatör devresi içinde geçerli olmaktaydı. Eğer faz ilerlemeli-gecikmeli kompansatör yapısı istiyorsak faz ilerlemeli ve faz gecikmeli kompansatör yapılarını ardışık bağlamamız gerekmektedir.

Aktif kompansatör devresine ait transfer fonksiyonu Denklem 4.2' deki gibi daha önceden çıkarılmıştı.

$$\frac{I_o(s)}{I_i(s)} = \frac{C_1}{C_2}\frac{\left(s+\frac{1}{R_1C_1}\right)}{\left(s+\frac{1}{R_2C_2}\right)} \tag{4.2}$$

Önerilen devrede baştaki CCII+ elemanı için 1 no.lu, ardından kaskad bağlana CCII+ elmanı için 2 no.lu aktif eleman olarak tanımlanırsa ve CCII+ elemanının uç denklem bağıntılarından yararlanarak önerilen devrenin transfer fonksiyonu çıkarılırsa;

$$G_c(s) = \frac{I_o(s)}{I_i(s)} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_{z2}}{I_{x1}} \tag{4.3}$$

$$I_y = 0, \quad V_x = V_y, \quad I_z = +I_x \quad ise \tag{4.4}$$

$$G_c(s) = \frac{V_z}{V_x} = \frac{Z_2}{Z_1} \tag{4.5}$$

$$Z_1 = \frac{R_1}{1+sC_1R_1}; \qquad Z_2 = \frac{R_2}{1+sC_2R_2} \tag{4.6}$$

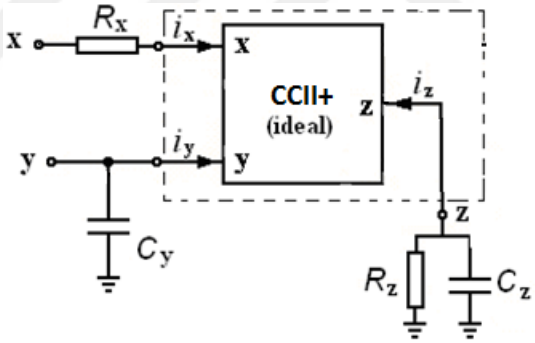
Z_1 ve Z_2 ifadeleri transfer fonksiyonunda yerine koyulursa, önerilen devre modelinin transfer fonksiyonu Denklem 4.7'deki gibi çıkmaktadır.

$$\frac{I_o(s)}{I_i(s)} = \frac{C_1}{C_2}\frac{\left(s+\frac{1}{R_1C_1}\right)}{\left(s+\frac{1}{R_2C_2}\right)} \tag{4.7}$$

Denklem 4.7'den görüldüğü üzere önerilen CCII+ tabanlı kompansatör devresinin transfer fonksiyonu literatürde geçen işlemsel yükselteçli kompansatör yapısının transfer fonksiyonu ile aynı çıkmıştır.

CCII+ aktif elemanının idealsizlik etkileri dikkate alınırsa uç denklem bağıntıları Denklem 4.8' deki gibi düzenlenir.

$$I_y = 0, \quad V_x = \beta V_y, \quad I_z = +\alpha I_x \tag{4.8}$$



Şekil 4-3 CCII+ aktif elemanının ideal olmayan devre modeli

Burada, $\beta = 1-\varepsilon_\beta$, ve $\alpha = 1-\varepsilon_\alpha$, sırasıyla ideal olmayan gerilim ve akım kazançlarını göstermektedir. ε_β ve ε_α parametreleri sırasıyla gerilim ve akım izleyici hatalarını göstermekte olup düşük frekanslı uygulamalarda çok çok küçük (<<1) kabul edilir [7].

CCII aktif elemanının idealsizlik etkileri göz önüne alındığında, önerilen akım-modlu kompansatör devresinin transfer fonksiyonu Denklem 4.9'da verildiği gibi elde edilir.

$$\frac{I_o(s)}{I_i(s)} = \beta \frac{C_1}{C_2} \frac{\left(s + \frac{1}{R_1 C_1}\right)}{\left(s + \frac{1}{R_2 C_2}\right)} \tag{4.9}$$

Şekil 4.3'de CCII aktif elemanının giriş ve çıkış empedanslarını dikkate alınarak oluşturulan, CCII aktif elemanının ideal olmayan devre modeli verilmiştir. Şekil 4-3'deki pasif elemanlar CCII'nin parazitik giriş ve çıkış empedans etkilerini belirtmek için kullanılmıştır. Şekil 4.3'de görülen ve parazitik giriş ve çıkış empedansları olarak temsil edilen direnç, kapasite ve endüktans elemanlarının yanı sıra, CCII aktif elemanının frekansa bağlı akım ve gerilim kazançları da önerilen akım-modlu kompansatör devresinin ideal olmayan akım transfer fonksiyonunu etkilemektedir. CCII aktif elemanının parazitik eleman değerleri ve ideal olmayan kazanç değerleri, Çizelge 4.1' de verilmiştir.

Çizelge 4.1 İdeal Olmayan CCII elemanının parazitik eleman değerleri, akım ve gerilim kazançları

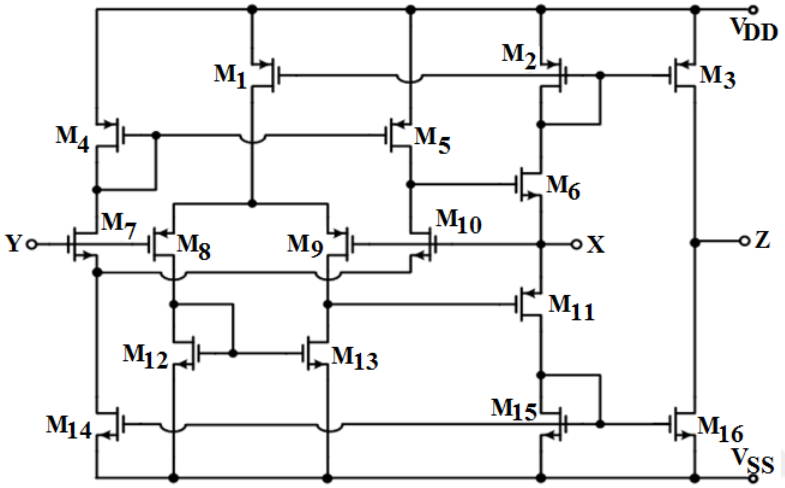
Parazitik Elemanlar	Değerleri
R_X	10,2 Ω
C_Y	16 fF
R_Z	56,8 kΩ
C_Z	30 fF
Akım ve Gerilim Kazanç İfadeleri	Değerleri
β	0,965
α	1,043

4.3 Benzetim Sonuçları

Önerilen CCII+ tabanlı faz ilerlemeli, gecikmeli kompansatör devresinin benzetimleri PSPICE programı kullanılarak yapılmıştır. Benzetim çalışmalarında ticari olarak tedarik

edilebilen AD844 aktif elmanı ve CMOS tranzistörler kullanılarak gerçeklenen CCII+ aktif elemanı devre yapısı kullanılmıştır. Benzetimlerde, CMOS tranzistörler ile gerçeklenen CCII+ aktif elemanında TSMC 0.18 *µm* seviye-7 üretim parametreleri kullanılmıştır. CCII+ aktif elemanın CMOS tranzistörler ile gerçeklenen devre yapısı Şekil 4.4'de verilmiştir.

Şekil 4.4'de verilen CMOS tranzistörler ile gerçeklenen CCII+ aktif elemanı yapısındaki tranzistörlerin kanal uzunlukları ve genişlikleri Çizelge 4.2'de verilmiştir. Devrenin besleme gerilimleri V_{DD}=-V_{SS}=2V olarak ayarlanmıştır.



Şekil 4.4 CMOS tranzistörler ile gerçeklenen CCII+ aktif elemanın devre yapısı [16]

Benzetim sırasında önerilen faz ilerlemeli, gecikmeli kompansatör devresinde bulunan CCII+ aktif elemanı için ideal model, AD844 tümdevresi ve CMOS tranzistörler ile gerçekleme kullanılmıştır.

Çizelge 4.2 CCII+ elemanını CMOS tranzistör boyutları

PMOS Tranzistörler	W(µm) /L(µm)
M1, M4, M5, M8, M9, M11	7,2/0,36
M2, M3	3,6/0,36
NMOS Tranzistörler	W(µm) /L(µm)
M7, M10, M12-M14	4,8/0,36
M6, M15, M16	3,6/0,36

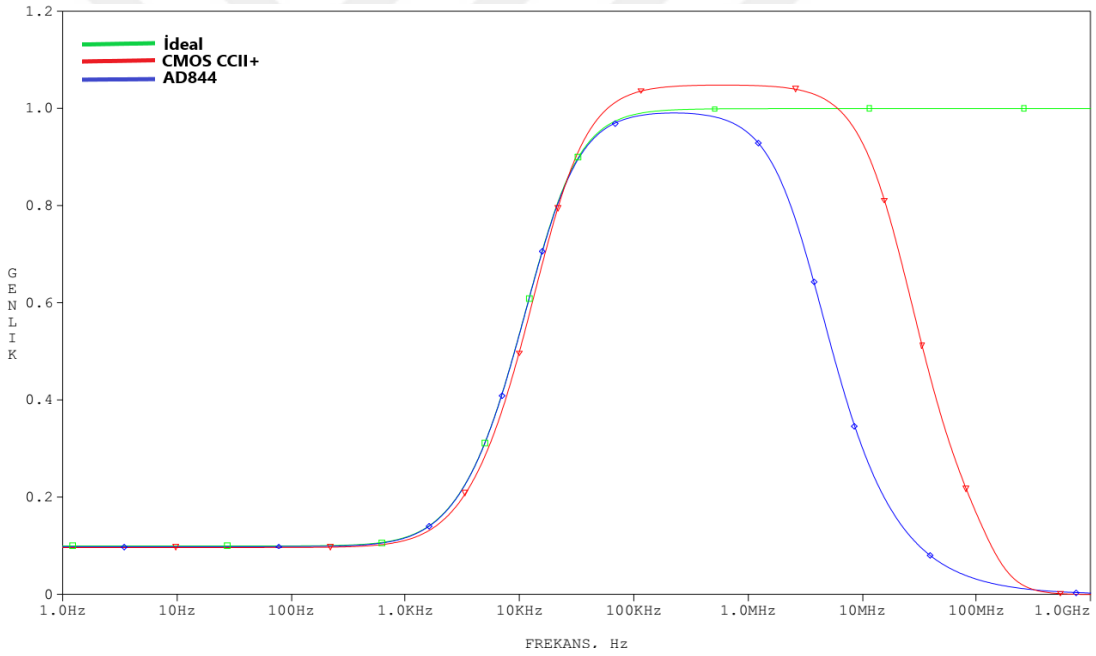
4.4 CCII+ Tabanlı Faz İlerlemeli (Lead) Kompansatörün Benzetim Sonuçları

4.4.1 $G_{c1}(s)$ Numaralı Transfer Fonksiyonun Lead Kompansatör Devresi

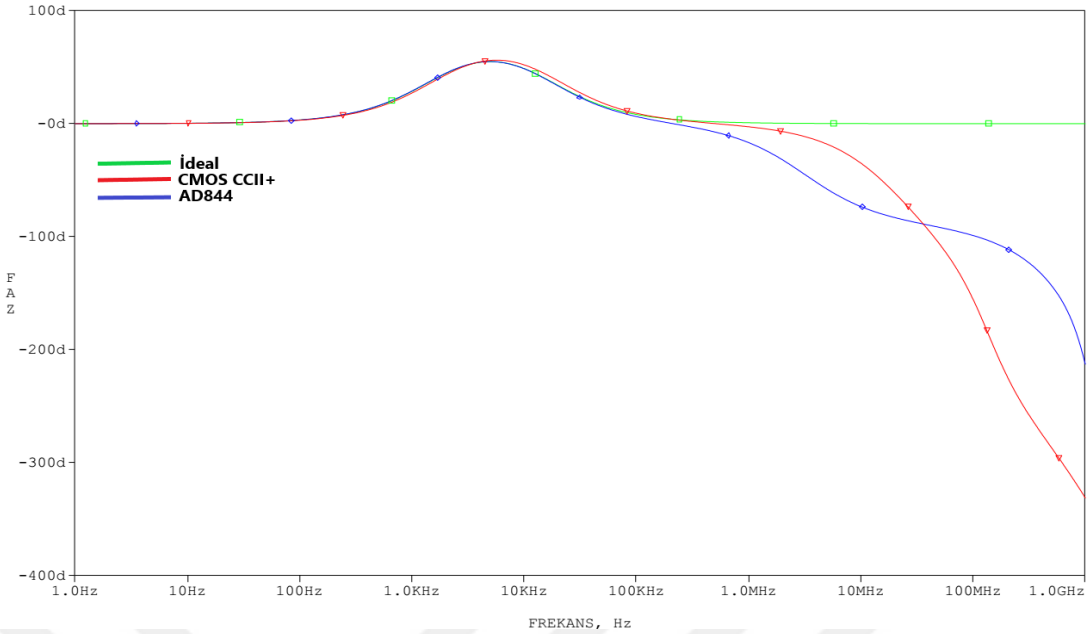
Faz ilerlemeli kompansatör devresinde elemanları R_1=100 kΩ, R_2=10 kΩ, C_1=C_2=1 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle R_1C_1>R_2C_2 olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz ilerlemeli kompansazyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 4.10'daki gibi elde edilir.

$$G_{c1}(s) = \frac{s+10000}{s+100000} \tag{4.10}$$

Bu değerler için benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da sırasıyla verilmiştir.



Şekil 4.5 G_{c1} lead kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği



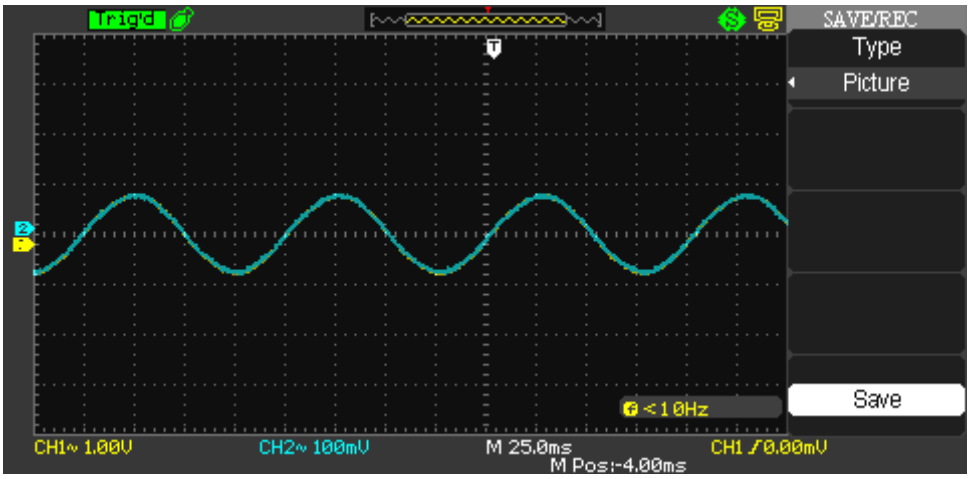
Şekil 4.6 G_{c1} lead kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği

Denklem 4.10'da verilen transfer fonksiyonu için tasarlanan kompansatör devresinin 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz ve 100 kHz frekans değerleri için deneysel sonuçlar Çizelge 4.3'de verilmiştir.

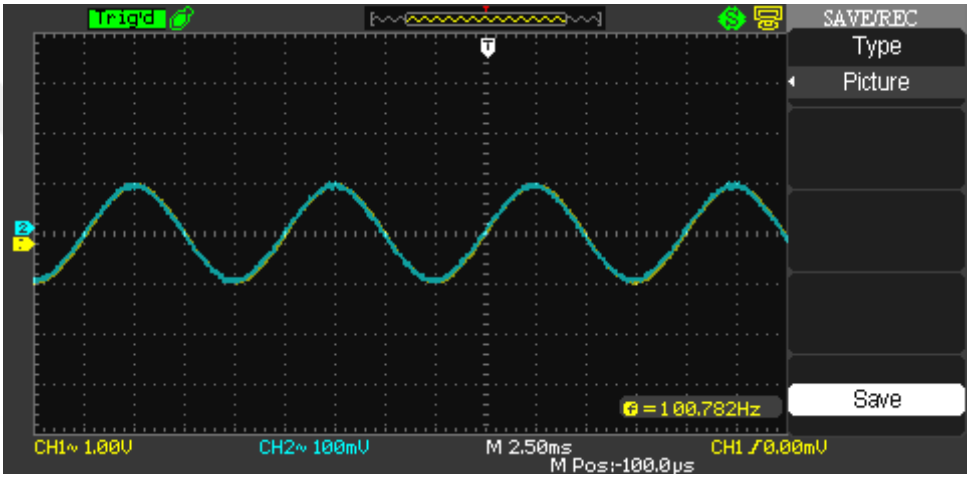
Deneysel çalışmalarda sarı renkte gösterilen CH1 giriş fonksiyonunu, mavi renkte gösterilen CH2 çıkış fonksiyonunu göstermektedir.

Çizelge 4.3 G_{c1} lead devresi için osiloskop çıktıları

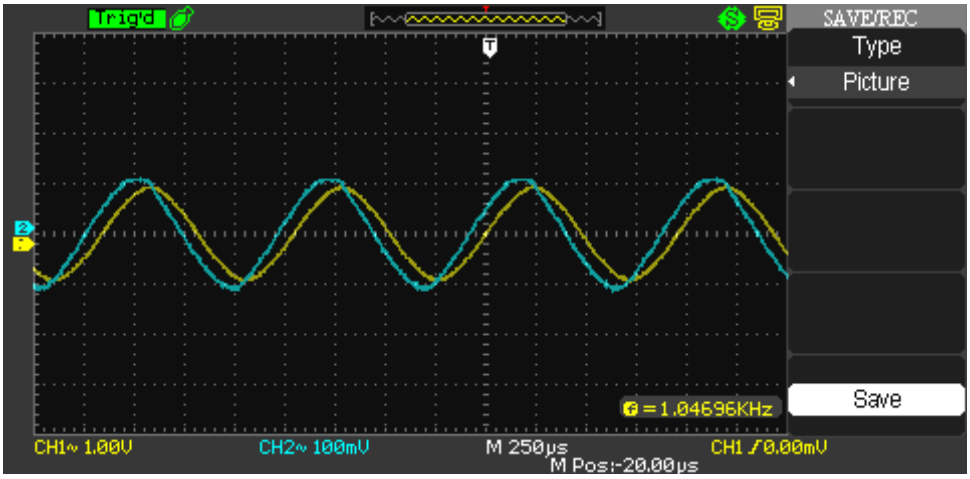
Frekans	Derece		Genlik	
	Deneysel	PSPICE	Deneysel	PSPICE
10 Hz	0	0,3	x0,1	x0,1
100 Hz	3	3,2	x0,1	x0,1
1 kHz	27	28,5	x0,1	x0,12
10 kHz	45	48,8	x0,5	x0,55
100 kHz	-36	8,1	x0,8	x0,99



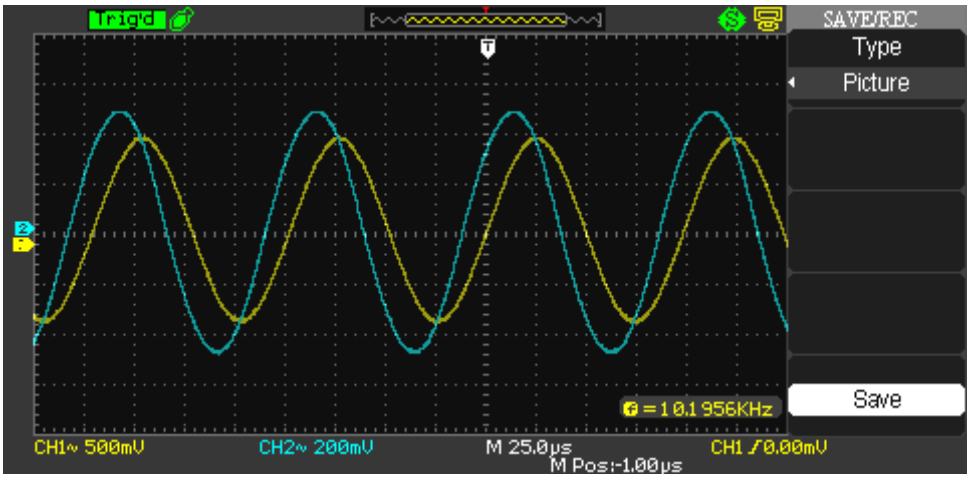
Şekil 4.7 G_{c1} lead kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı



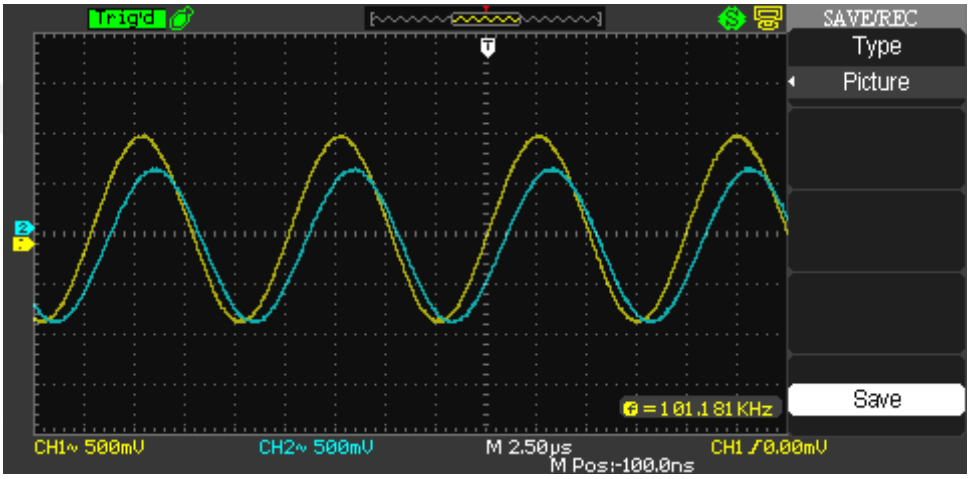
Şekil 4.8 G_{c1} lead kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.9 G_{c1} lead kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.10 G_{c1} lead kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.11 G_{c1} lead kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı

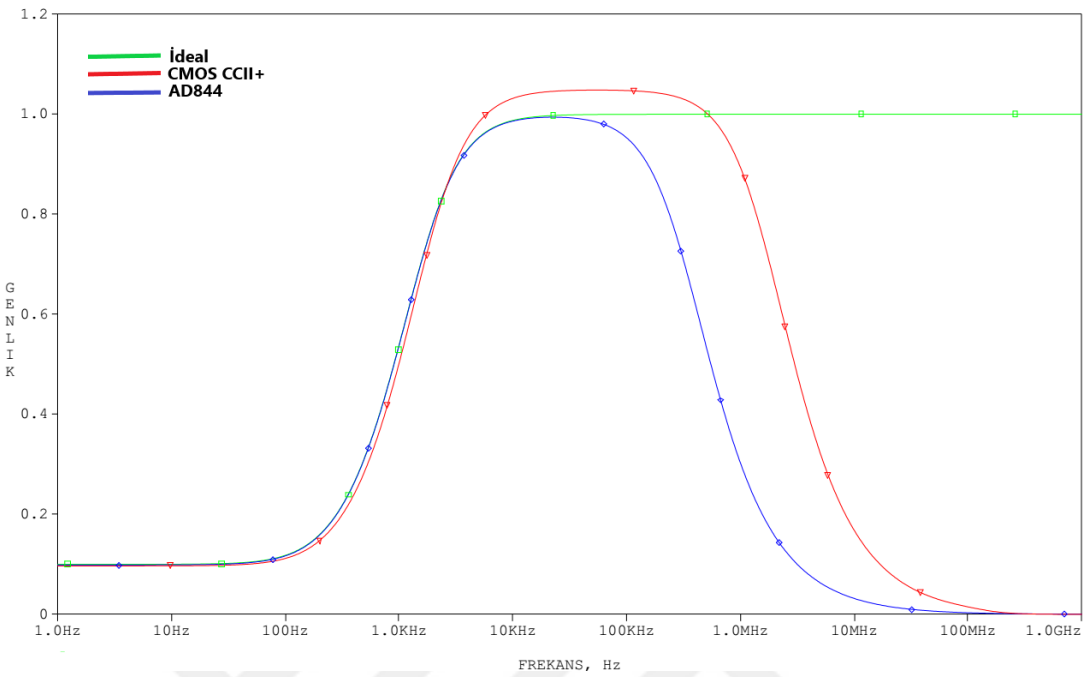
Deneysel verilerden görüldüğü üzere tasarlanan kompansatör devresi ilgili transfer fonksiyonu için AD844 devre yapısı için 10 kHz frekanslarına kadar kabul edilir sonuçlar vermiştir.

4.4.2 G_{c2}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lead Kompansatör Devresi

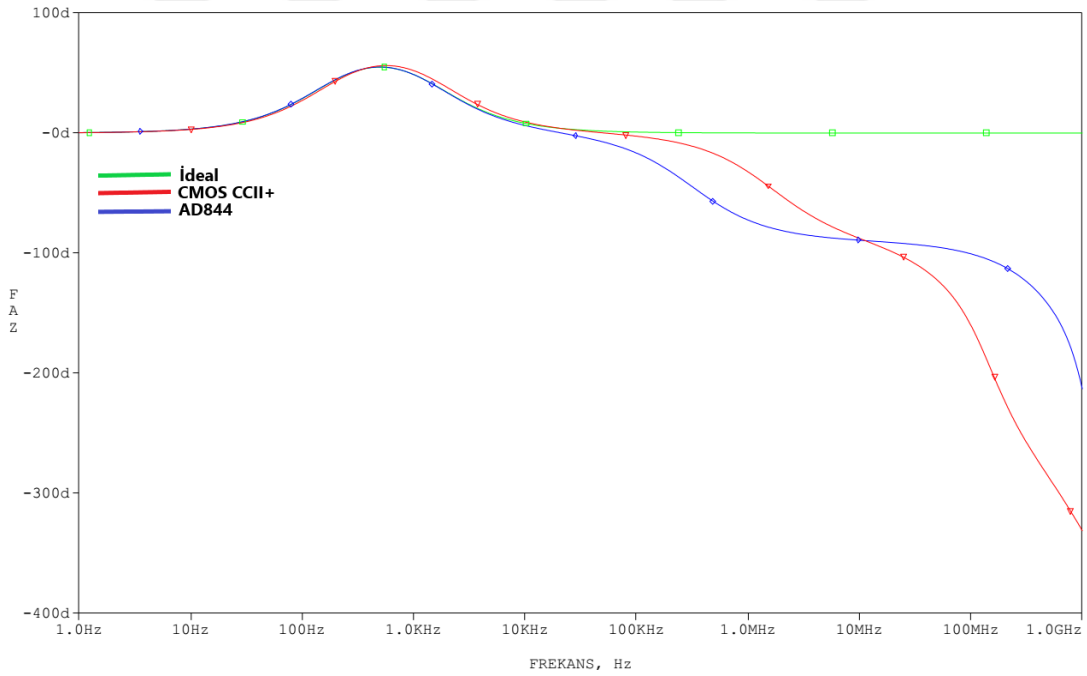
Faz ilerlemeli kompansatör devresinde elemanları R_1=100 kΩ, R_2=10 kΩ, C_1=C_2=10 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle $R_1C_1>R_2C_2$ olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz ilerlemeli kompansazyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 4.11'deki gibi elde edilir.

$$G_{c2}(s)=\frac{s+1000}{s+10000} \tag{4.11}$$

Bu değerler için benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 4.12 ve Şekil 4.13'de sırasıyla verilmiştir.



Şekil 4.12 G_{c2} lead kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği

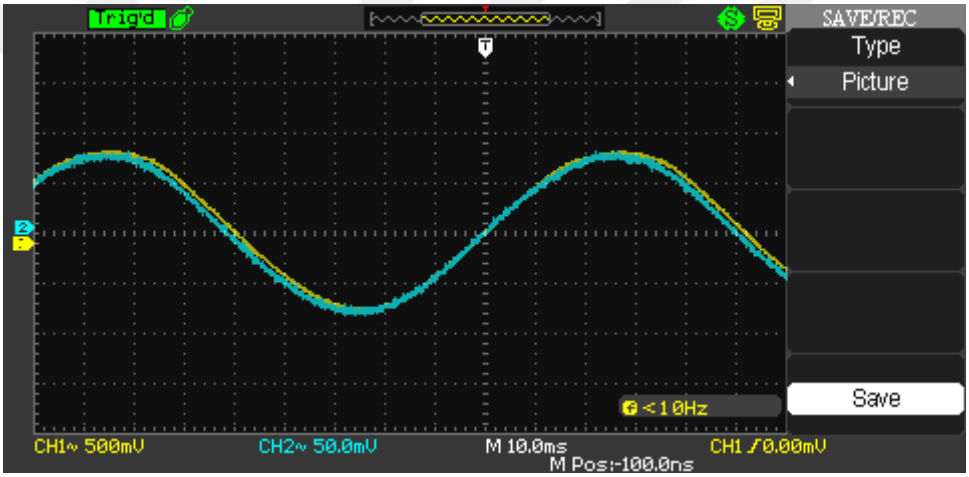


Şekil 4.13 G_{c2} lead kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği

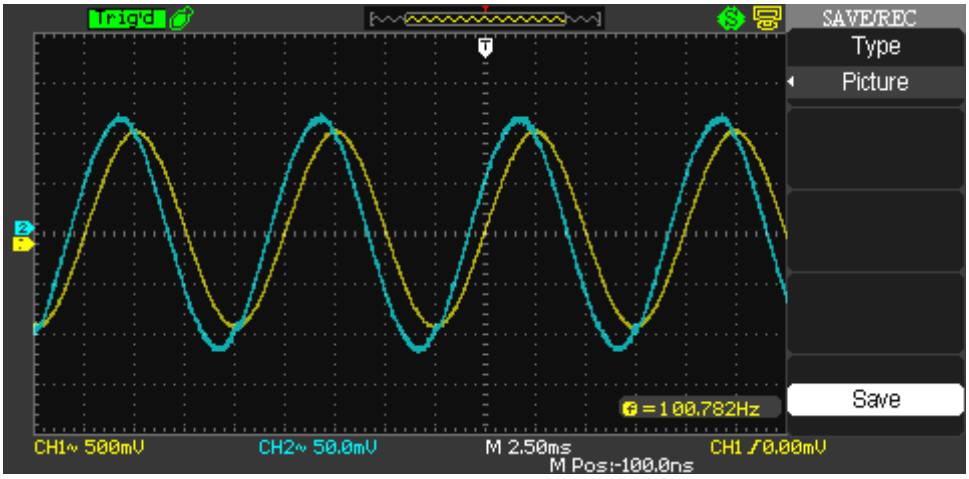
Denklem 4.11'de verilen transfer fonksiyonu için tasarlanan kompansatör devresinin 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz ve 100 kHz frekans değerleri için deneysel sonuçlar Çizelge 4.4'de verilmiştir.

Çizelge 4.4 G_{c2} lead devresi için osiloskop çıktıları

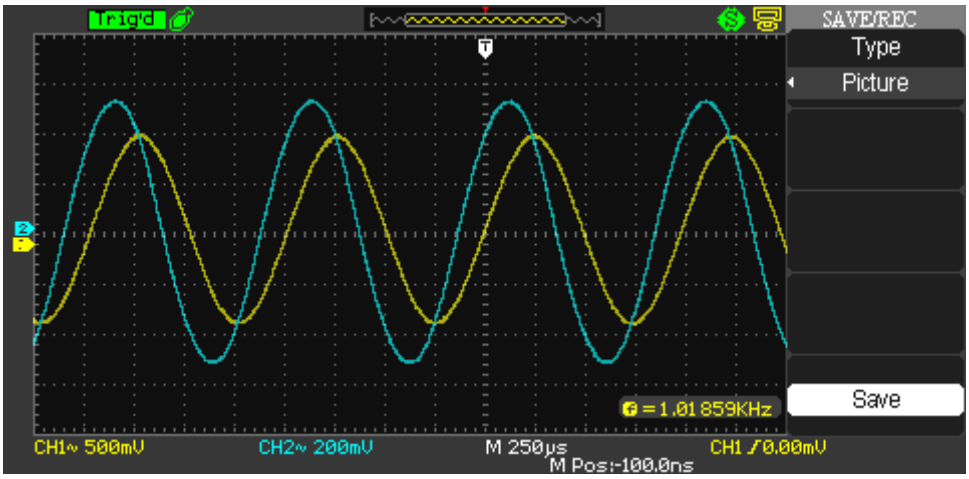
Frekans	Derece		Genlik	
	Deneysel	PSPICE	Deneysel	PSPICE
10 Hz	3	3,23	x0,1	x0,1
100 Hz	30	28,5	x0,15	x0,11
1 kHz	50	48,8	x0,5	x0,54
10 kHz	-8	8,1	x1	x0,99
100 kHz	-54	0,8	x0,8	x1



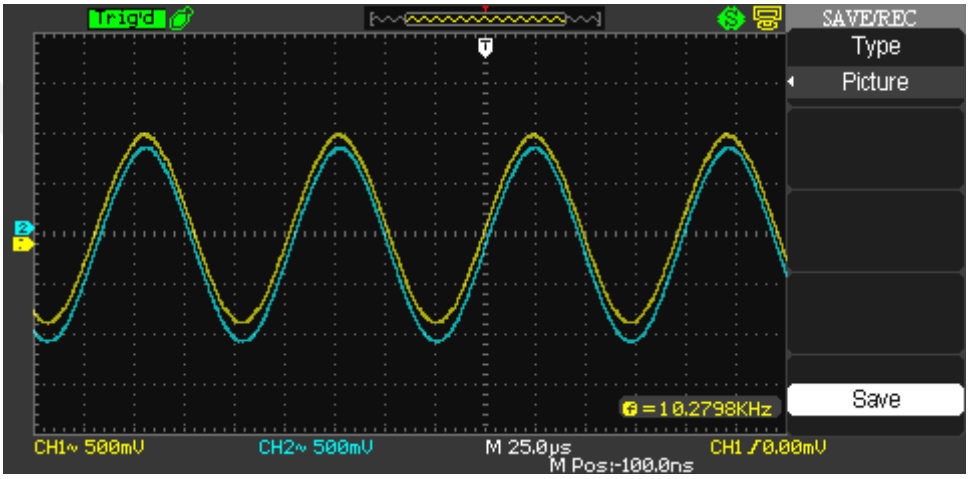
Şekil 4.14 G_{c2} lead kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı



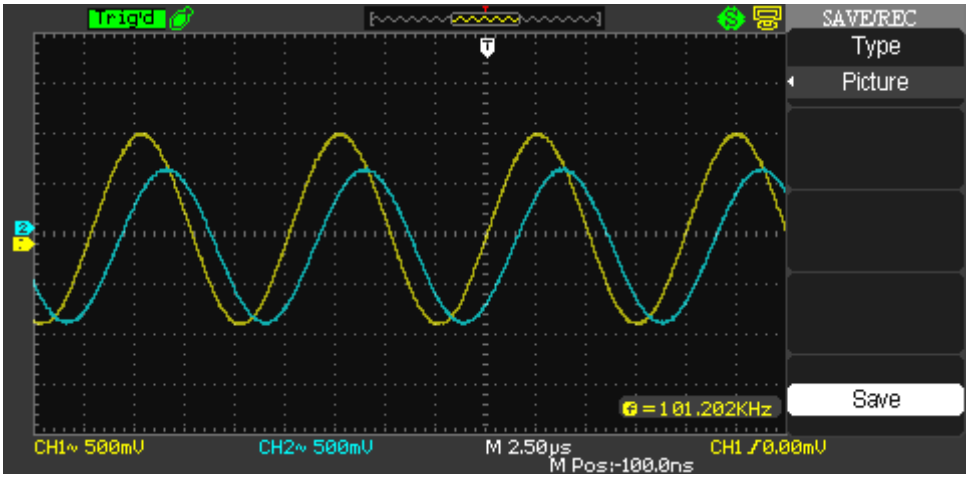
Şekil 4.15 G_{c2} lead kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.16 G_{c2} lead kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.17 G_{c2} lead kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.18 G_{c2} lead kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı

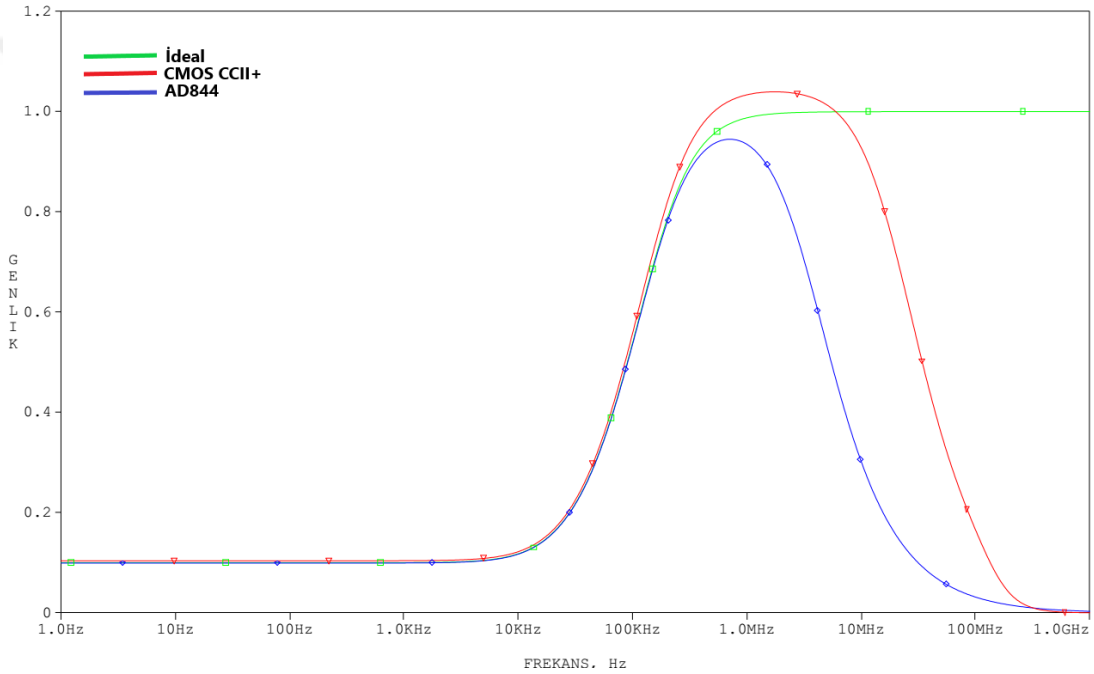
Deneysel verilerden görüldüğü üzere tasarlanan kompansatör devresi ilgili transfer fonksiyonu AD844 devre yapısı için 1 kHz frekanslarına kadar kabul edilir sonuçlar vermiştir.

4.4.3 G_{c3}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lead Kompansatör Devresi

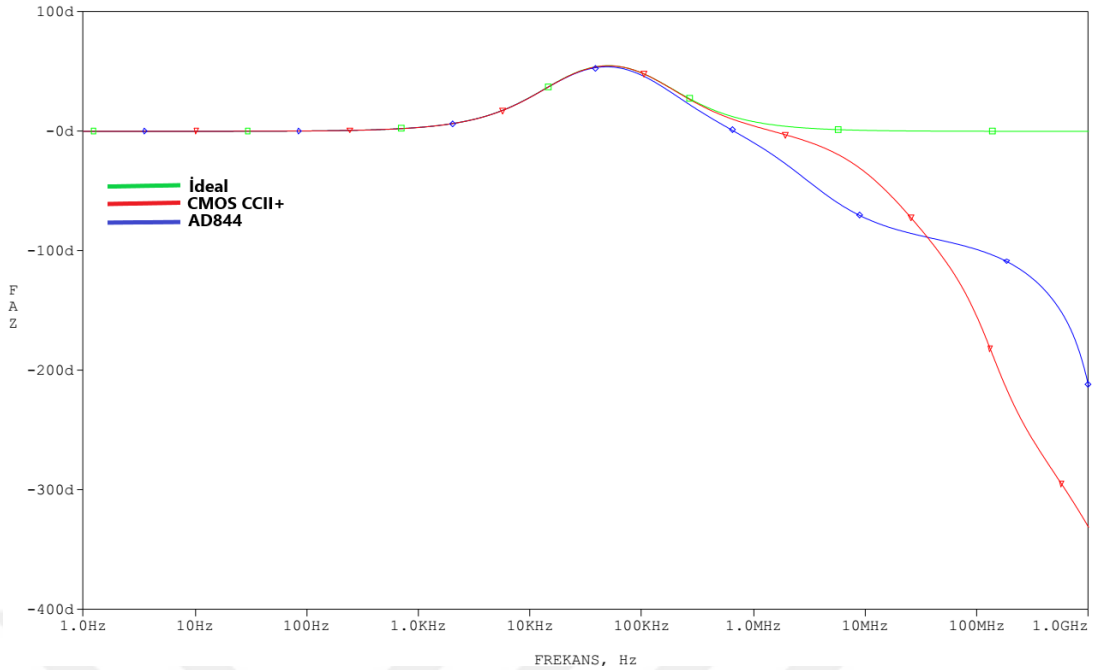
Faz ilerlemeli kompansatör devresinde elemanları R_1=10 kΩ, R_2=1 kΩ, C_1=C_2=1 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle R_1C_1>R_2C_2 olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz ilerlemeli kompansazyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 4.12'deki gibi elde edilir.

$$G_{c3}(s) = \frac{s+100000}{s+1000000} \tag{4.12}$$

Bu değerler için benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 4.19 ve Şekil 4.20'de sırasıyla verilmiştir.



Şekil 4.19 G_{c3} lead kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği



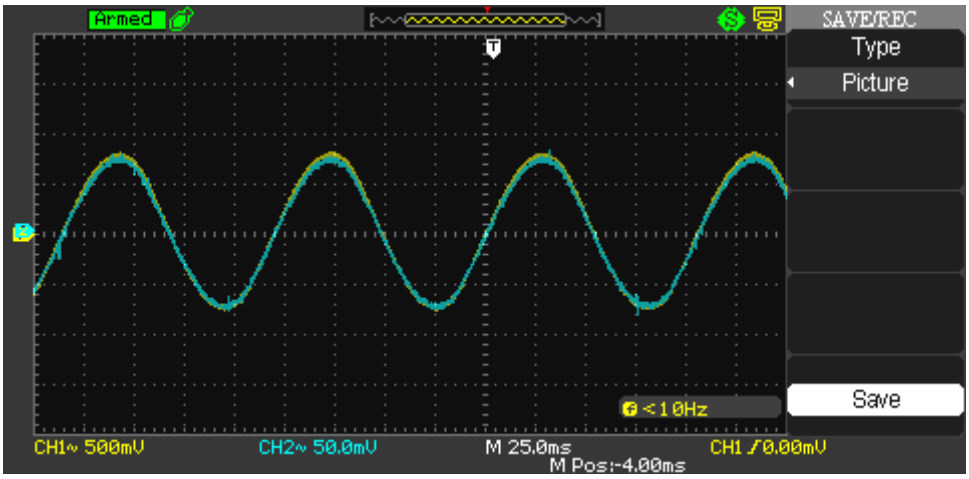
Şekil 4.20 G_{c3} lead kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği

Denklem 4.12'de verilen transfer fonksiyonu için tasarlanan kompansatör devresinin 10Hz, 100Hz, 1kHz, 10kHz ve 100kHz frekans değerleri için deneysel sonuçlar Çizelge 4.5'de verilmiştir.

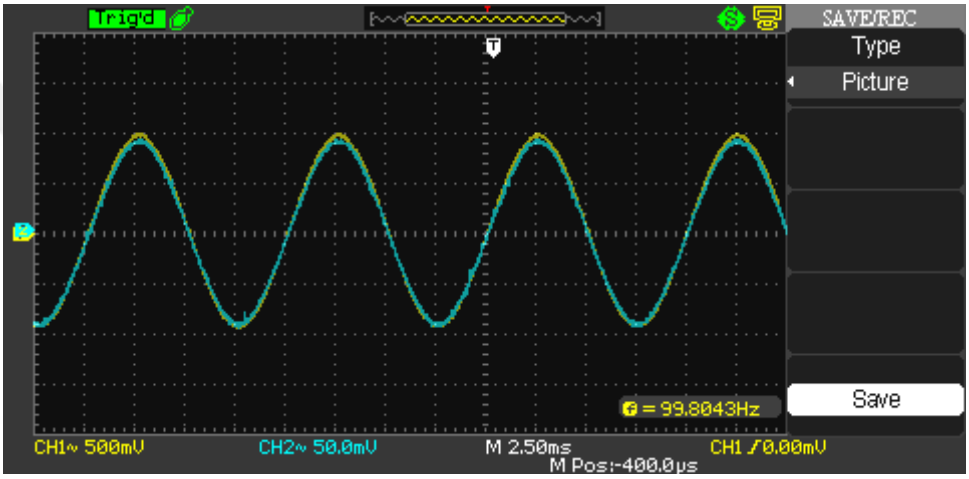
Çizelge 4.5 G_{c3} lead devresi için osiloskop çıktıları

Frekans	Derece		Genlik	
	Deneysel	PSPICE	Deneysel	PSPICE
10 Hz	0	0,03	x0,1	x0,1
100 Hz	0	0,3	x0,1	x0,1
1 kHz	3,6	3,23	x0,1	x0,1
10 kHz	27	28,5	x0,15	x0,12
100 kHz	18	48,8	x0,5	X0,55

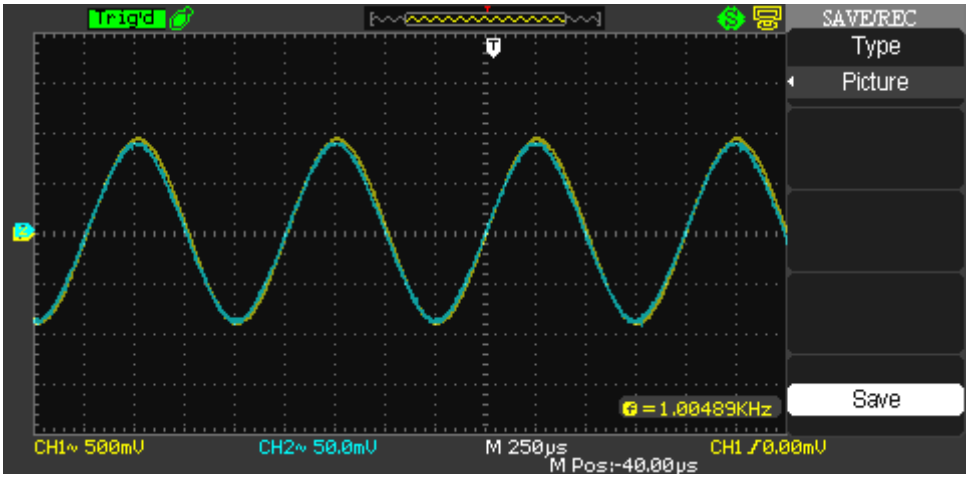
Deneysel çalışmalarda sarı renkte gösterilen CH1 giriş fonksiyonunu, mavi renkte gösterilen CH2 çıkış fonksiyonunu göstermektedir.



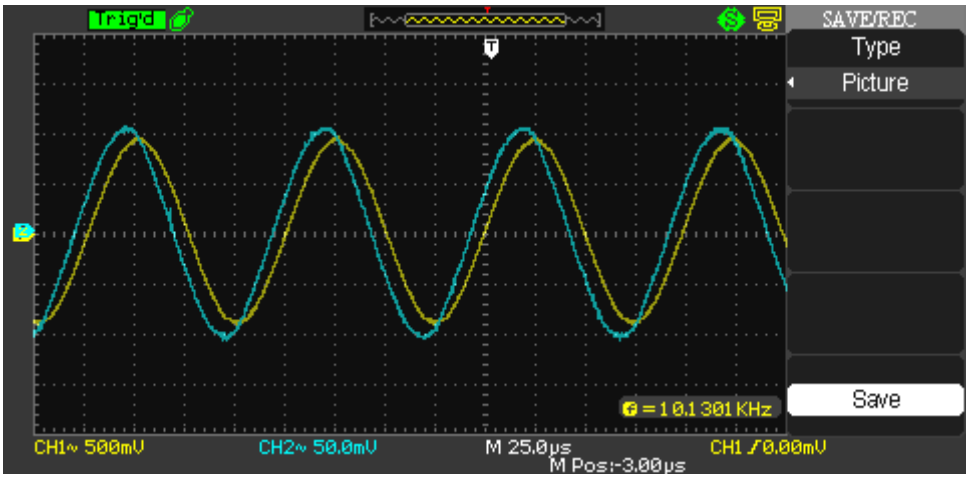
Şekil 4.21 G_{c3} lead kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı



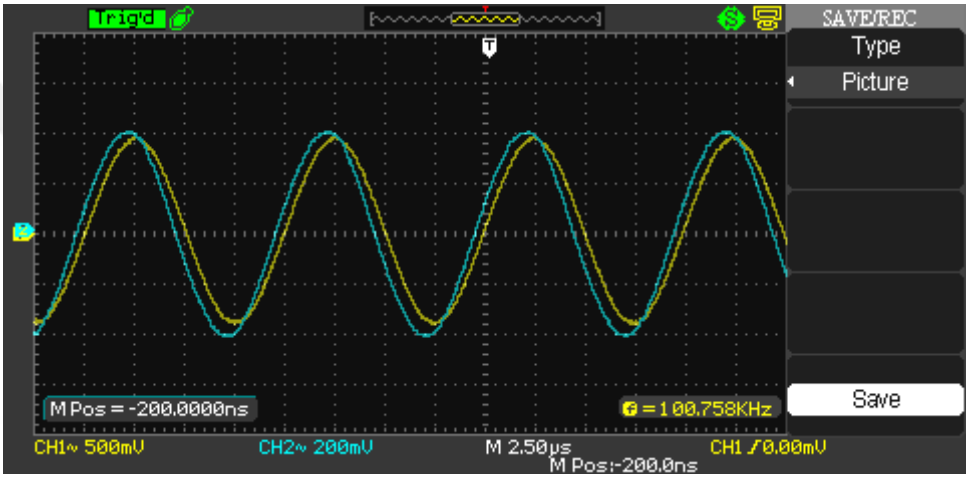
Şekil 4.22 G_{c3} lead kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.23 G_{c3} lead kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.24 G_{c3} lead kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.25 G_{c3} lead kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı

Deneysel verilerden görüldüğü üzere tasarlanan kompansatör devresi ilgili transfer fonksiyonu için AD844 devre yapısı için 10 kHz frekanslarına kadar kabul edilir sonuçlar vermiştir.

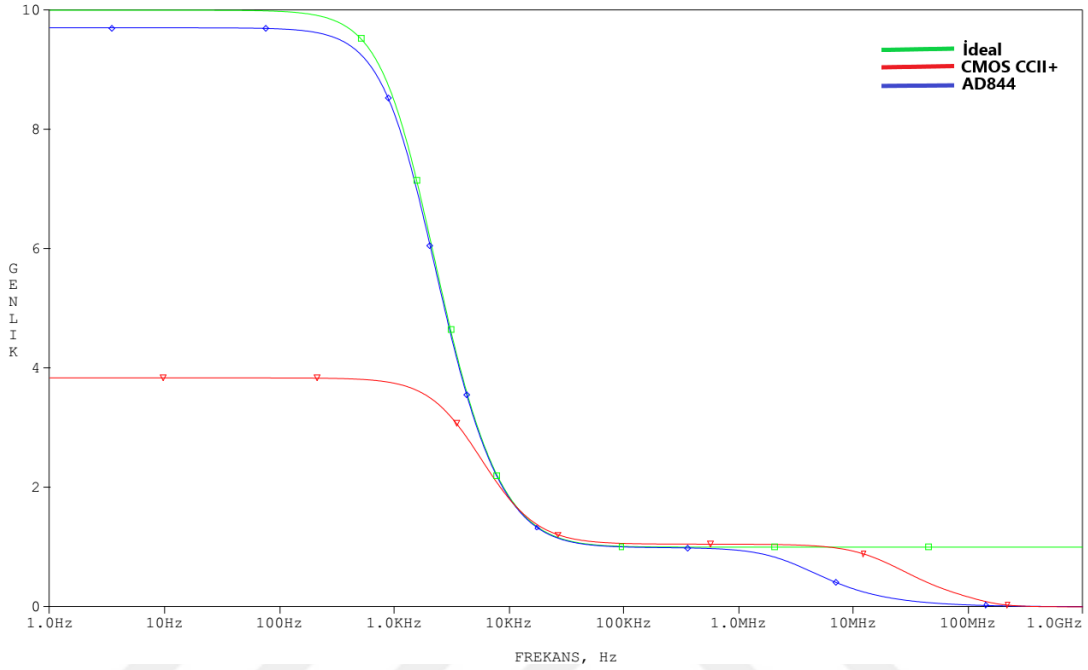
4.5 CCII+ Tabanlı Faz Gecikmeli (Lag) Kompansatörün Benzetim Sonuçları

4.5.1 G_{c1}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lag Kompansatör Devresi

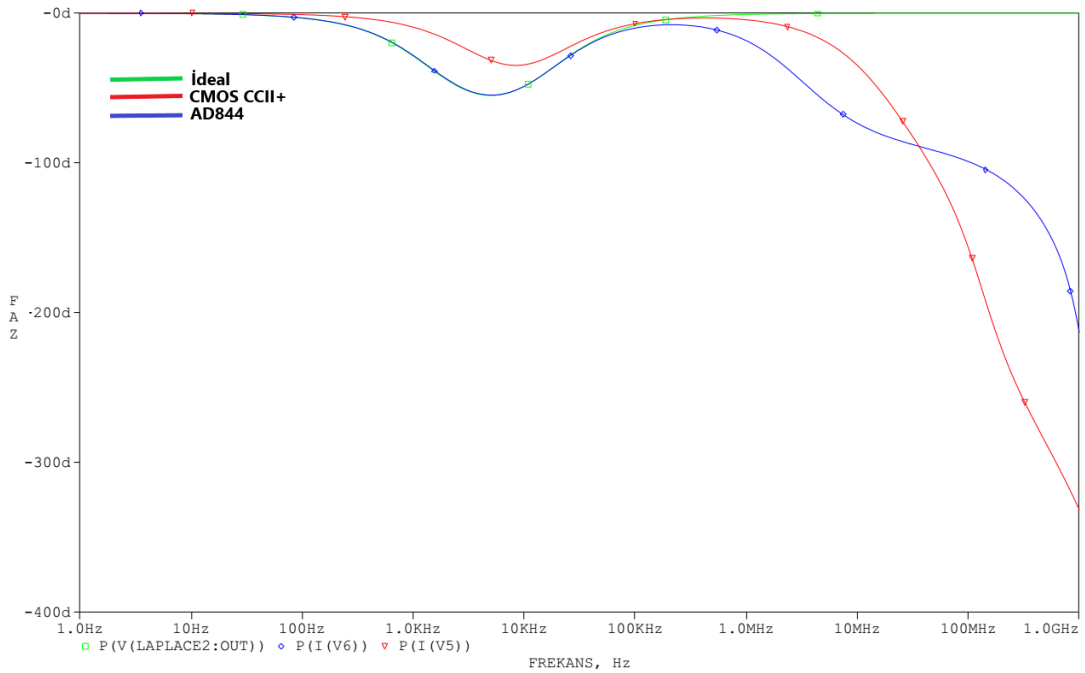
Faz gecikmeli kompansatör devresinde elemanlar R_1=10 kΩ, R_2=100 kΩ, C_1=C_2=1 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle R_2C_2>R_1C_1 olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz gecikmeli kompansazyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 4.13'deki gibi elde edilir.

$$G_{c1}(s) = \frac{s+100000}{s+10000} \tag{4.13}$$

Bu değerler için benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 4-26 ve Şekil 4-27'de sırasıyla verilmiştir.



Şekil 4.26 G_{c1} lag kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği



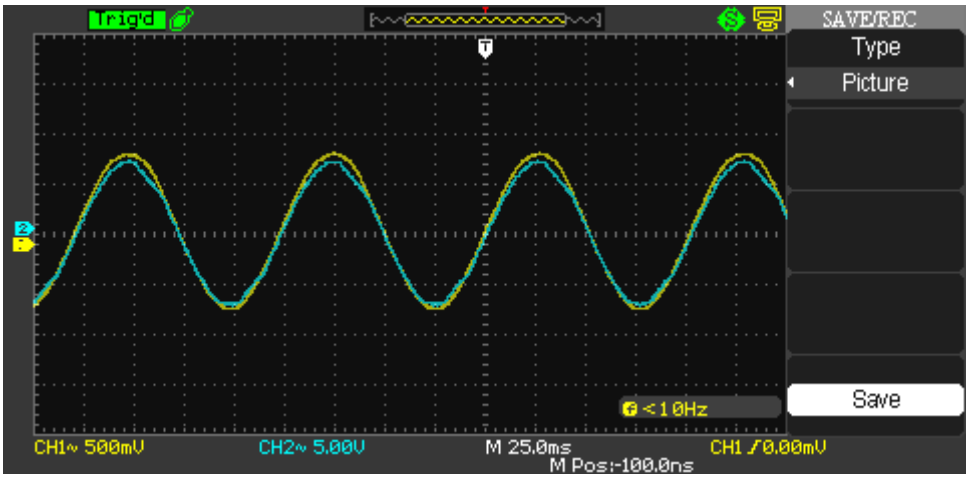
Şekil 4.27 G_{c1} lag kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği

Denklem 4.13'de verilen transfer fonksiyonu için tasarlanan kompansatör devresinin 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz ve 100 kHz frekans değerleri için deneysel sonuçlar Çizelge 4.6'de verilmiştir.

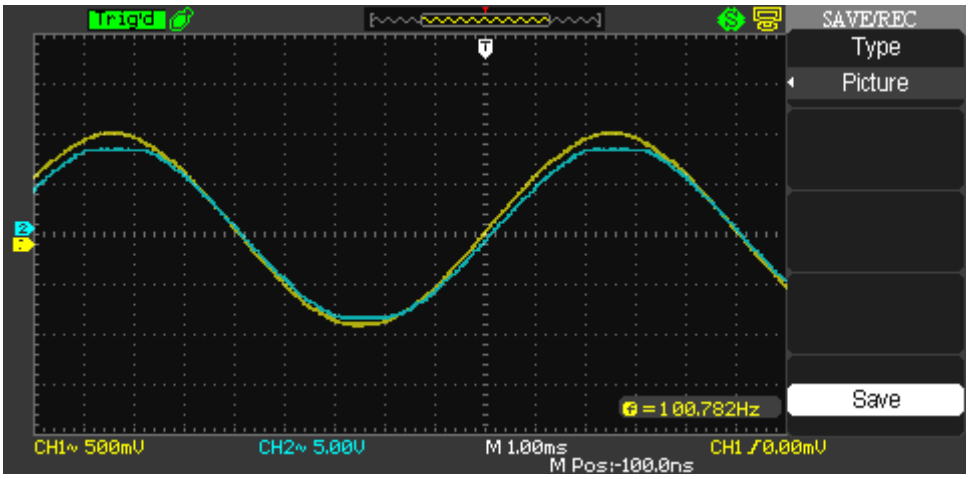
Deneysel çalışmalarda sarı renkte gösterilen CH1 giriş fonksiyonunu, mavi renkte gösterilen CH2 çıkış fonksiyonunu göstermektedir.

Çizelge 4.6 G_{c1} lag devresi için osiloskop çıktıları

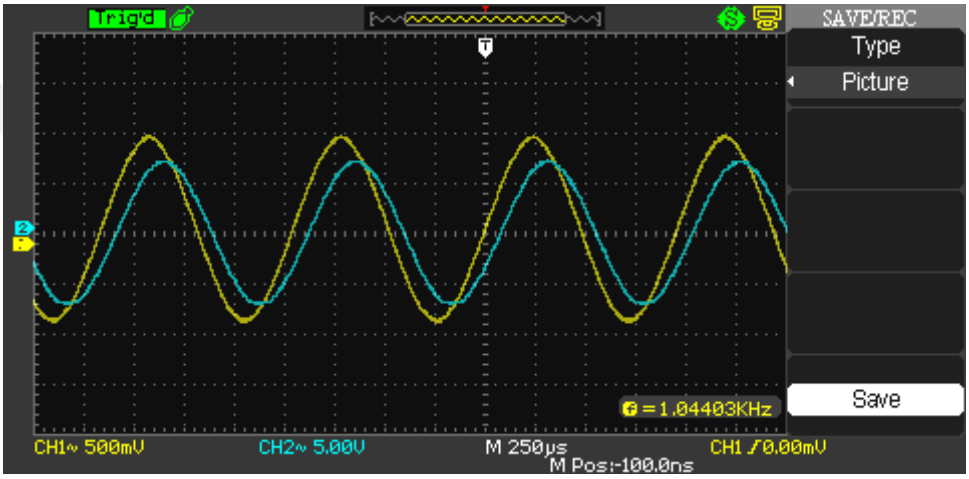
Frekans	Derece		Genlik	
	Deneysel	PSPICE	Deneysel	PSPICE
10 Hz	0	-0,3	x10	x10
100 Hz	0	-3,2	x10	x10
1 kHz	-27	-28,5	x8	x8,5
10 kHz	-45	-48,8	x2	x1,9
100 kHz	-54	-8,1	x1	x1



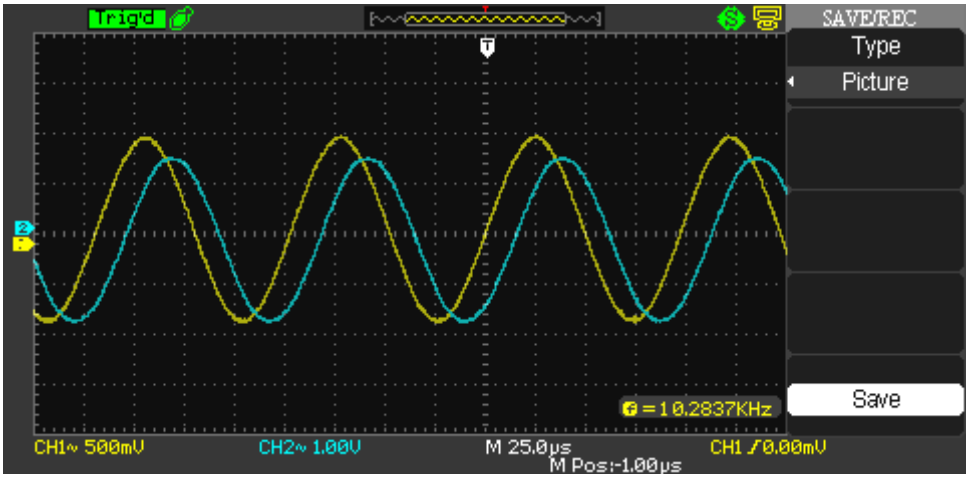
Şekil 4.28 G_{c1} lag kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı



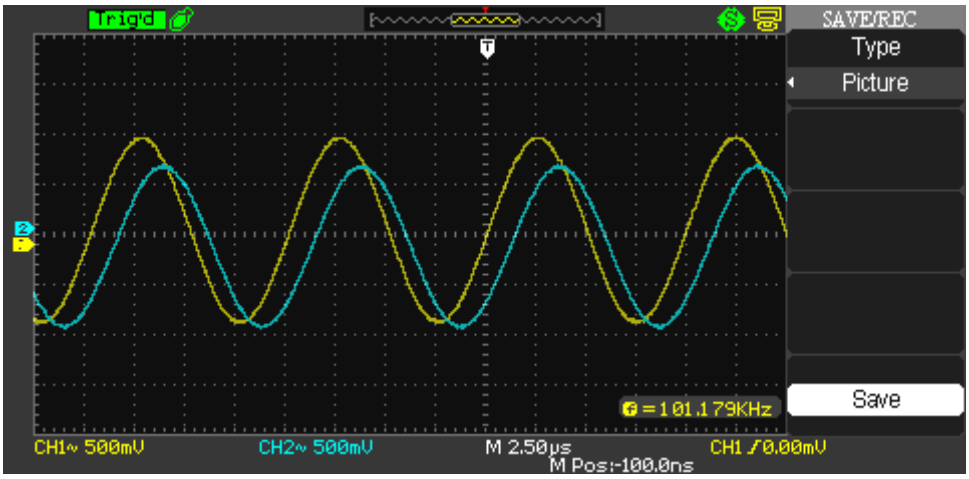
Şekil 4.29 G_{c1} lag kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.30 G_{c1} lag kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.31 G_{c1} lag kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.32 G_{c1} lag kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı

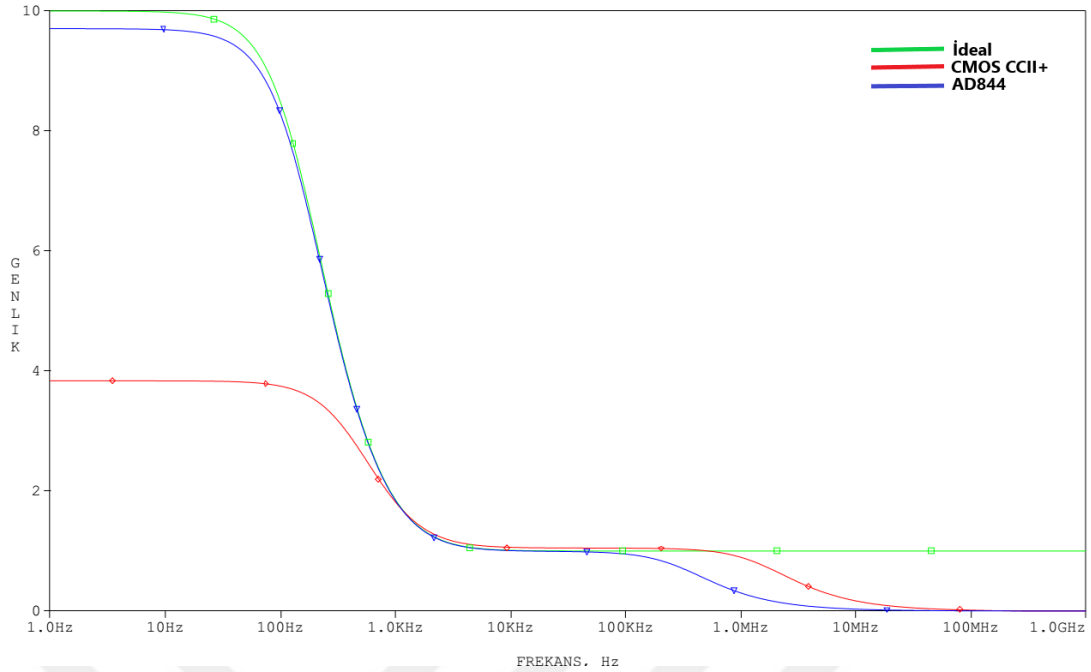
Deneysel verilerden görüldüğü üzere tasarlanan kompansatör devresi ilgili transfer fonksiyonu için AD844 devre yapısı için 10 kHz frekanslarına kadar kabul edilir sonuçlar vermiştir.

4.5.2 $G_{c2}(s)$ Numaralı Transfer Fonksiyonun Lag Kompansatör Devresi

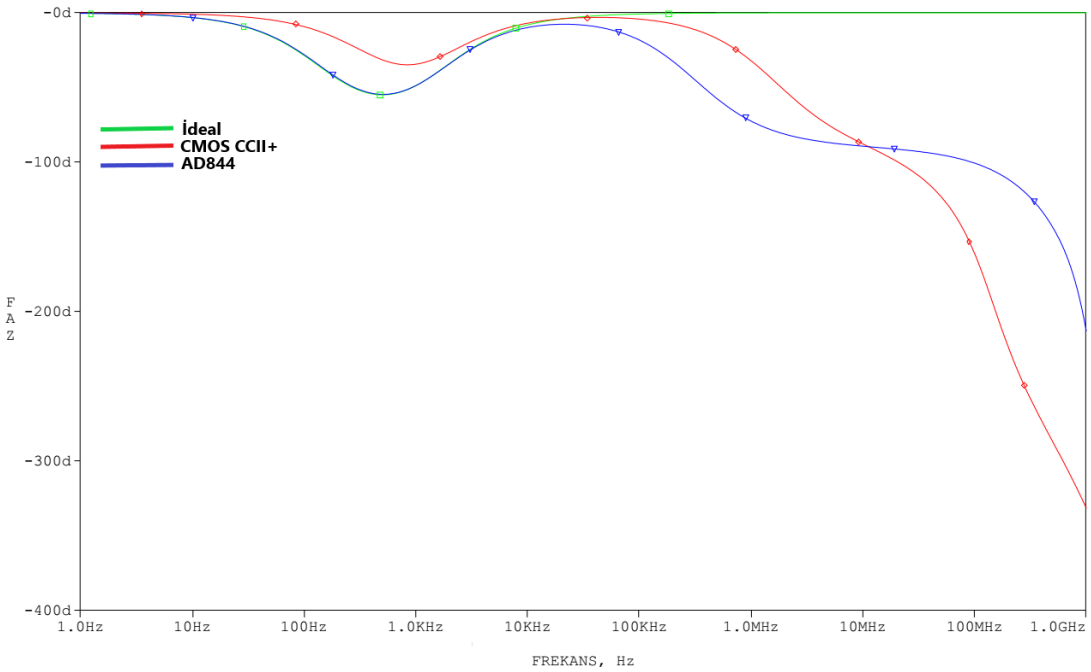
Faz gecikmeli kompansatör devresinde elemanlar R_1=10 kΩ, R_2=100 kΩ, C_1=C_2=10 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle $R_2C_2>R_1C_1$ olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz gecikmeli kompansazyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 4.14'deki gibi elde edilir.

$$G_{c2}(s)=\frac{s+10000}{s+1000} \tag{4.14}$$

Bu değerler için benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 4.33 ve Şekil 4.34'de sırasıyla verilmiştir.



Şekil 4.33 G_{c2} lag kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği



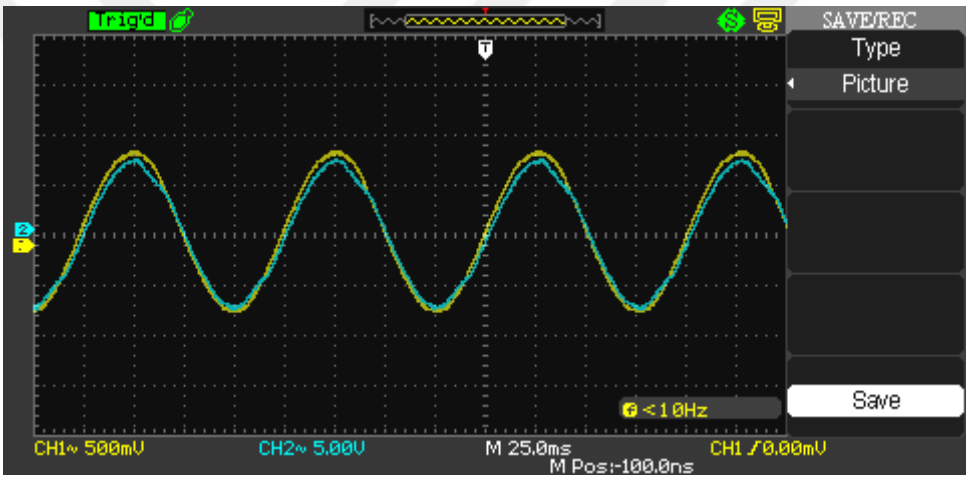
Şekil 4.34 G_{c2} lag kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği

Denklem 4.14'de verilen transfer fonksiyonu için tasarlanan kompansatör devresinin 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz ve 100 kHz frekans değerleri için deneysel sonuçlar Çizelge 4.7'de verilmiştir.

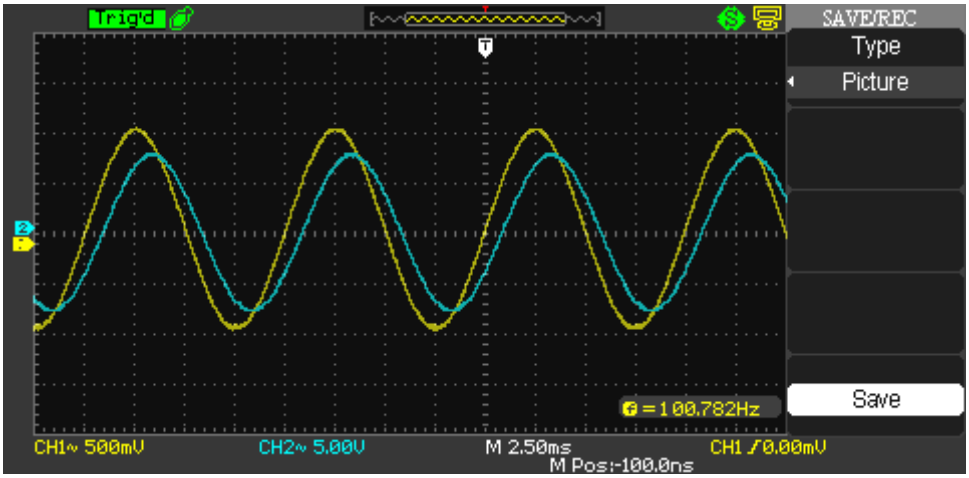
Deneysel çalışmalarda sarı renkte gösterilen CH1 giriş fonksiyonunu, mavi renkte gösterilen CH2 çıkış fonksiyonunu göstermektedir.

Çizelge 4.7 G_{c2} lag devresi için osiloskop çıktıları

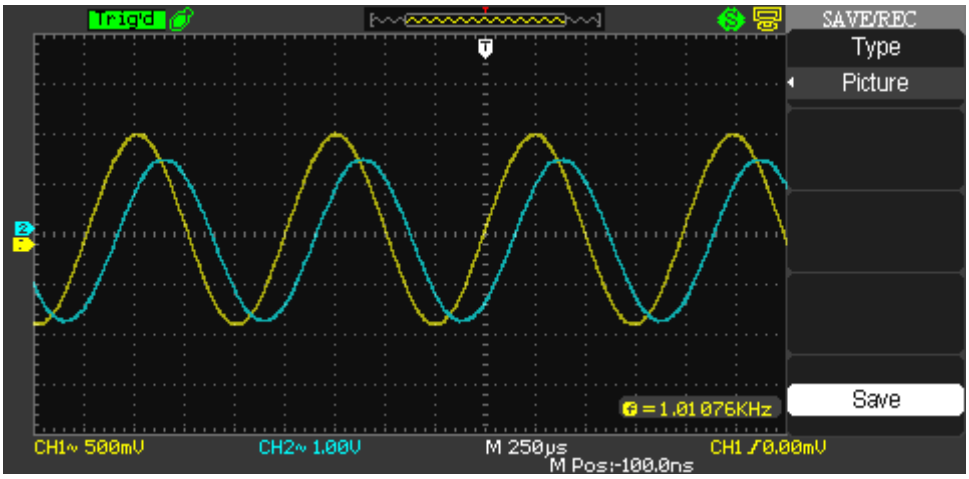
Frekans	Derece		Genlik	
	Deneysel	PSPICE	Deneysel	PSPICE
10 Hz	-3	-3,2	x10	x10
100 Hz	-27	-28,5	x9	x8,5
1 kHz	-54	-48,8	x1.8	x1,9
10 kHz	-18	-8,1	x1	x1
100 kHz	-72	-0,8	x0.7	x1



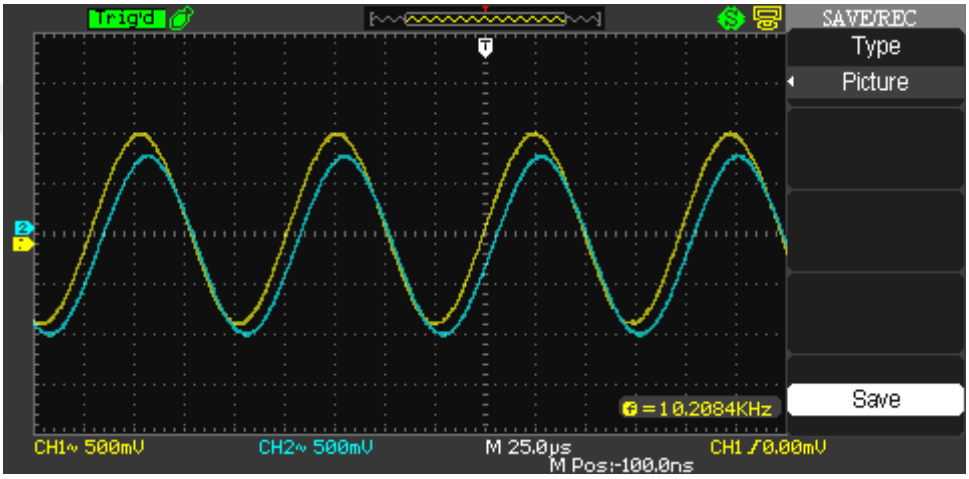
Şekil 4.35 G_{c2} lag kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı



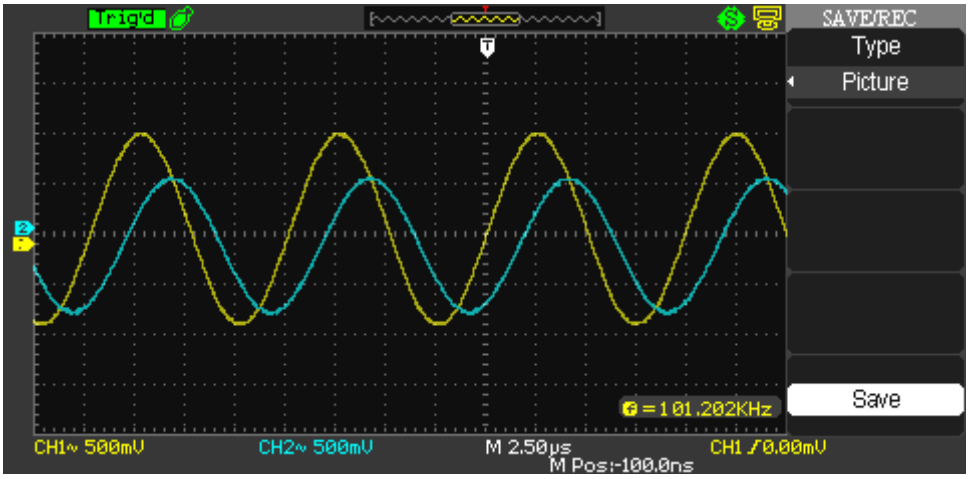
Şekil 4.36 G_{c2} lag kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.37 G_{c2} lag kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.38 G_{c2} lag kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.39 G_{c2} lag kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı

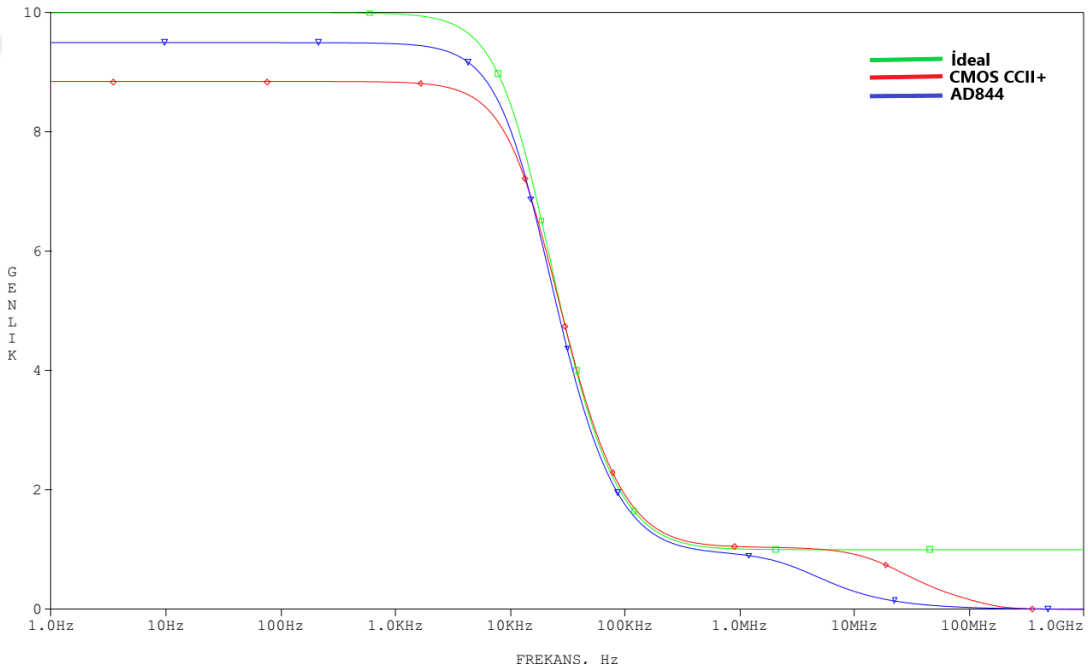
Deneysel verilerden görüldüğü üzere tasarlanan kompansatör devresi ilgili transfer fonksiyonu için AD844 devre yapısı için 10 kHz frekanslarına kadar kabul edilir sonuçlar vermiştir.

4.5.3 G_{c3}(s) Numaralı Transfer Fonksiyonun Lag Kompansatör Devresi

Faz gecikmeli kompansatör devresinde elemanlar R_1=1 kΩ, R_2=10 kΩ, C_1=C_2=1 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle $R_2C_2>R_1C_1$ olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz gecikmeli kompansazyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 4.15'deki gibi elde edilir.

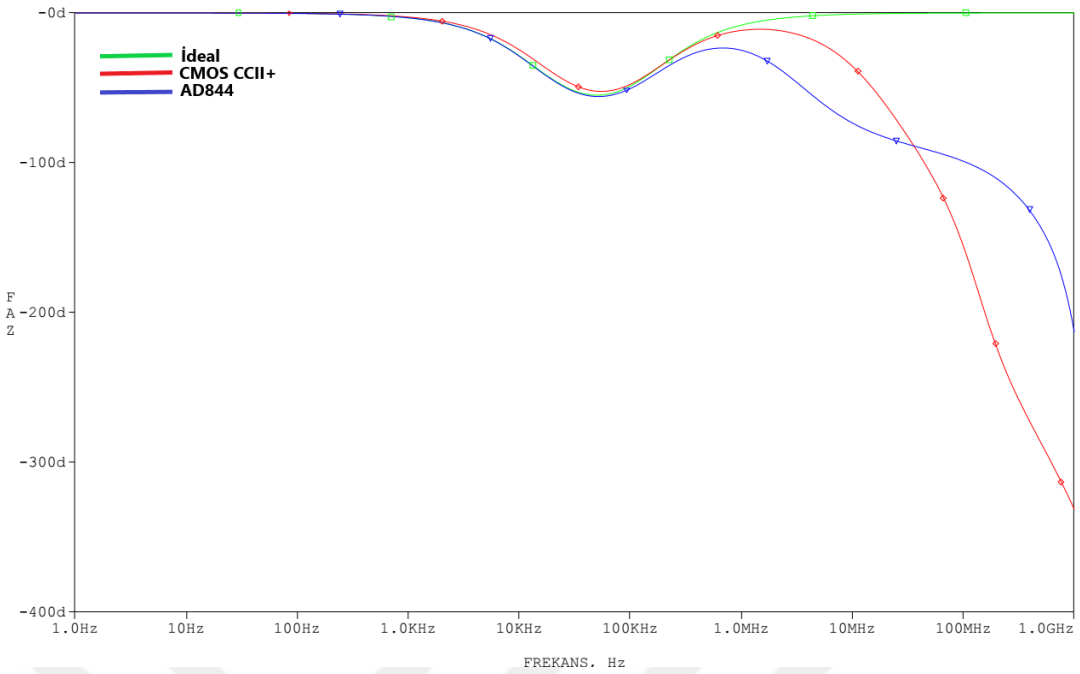
$$G_{c3}(s)=\frac{s+1000000}{s+100000} \tag{4.15}$$

Bu değerler için benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 4.40 ve Şekil 4.41'de sırasıyla verilmiştir.



Şekil 4.40 G_{c3} lag kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği

Denklem 4.15'de verilen transfer fonksiyonu için tasarlanan kompansatör devresinin 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz ve 100 kHz frekans değerleri için deneysel sonuçlar Çizelge 4.8'de verilmiştir.

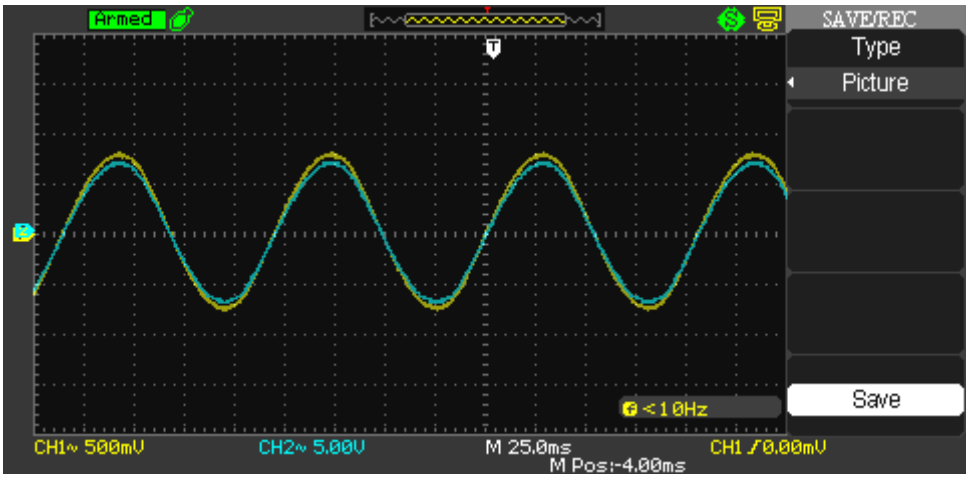


Şekil 4.41 G_{c3} lag kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği

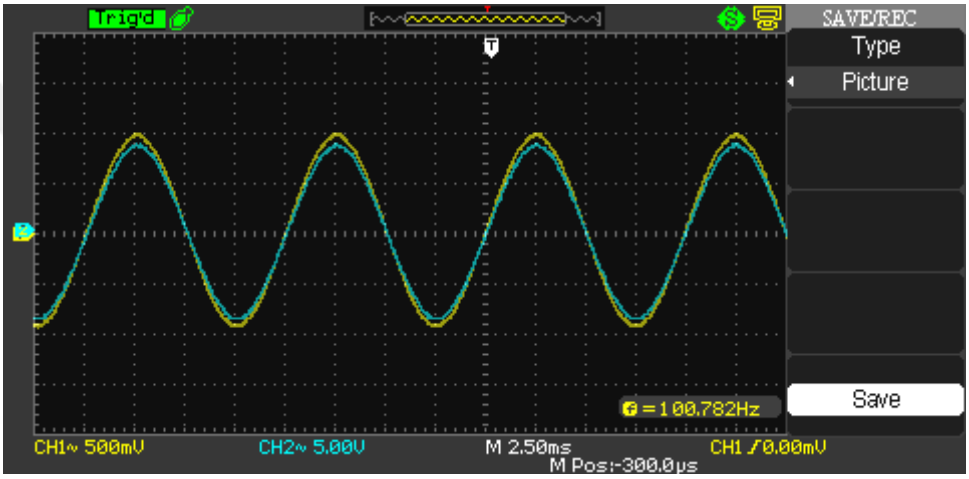
Deneysel çalışmalarda sarı renkte gösterilen CH1 giriş fonksiyonunu, mavi renkte gösterilen CH2 çıkış fonksiyonunu göstermektedir.

Çizelge 4.8 G_{c3} lag devresi için osiloskop çıktıları

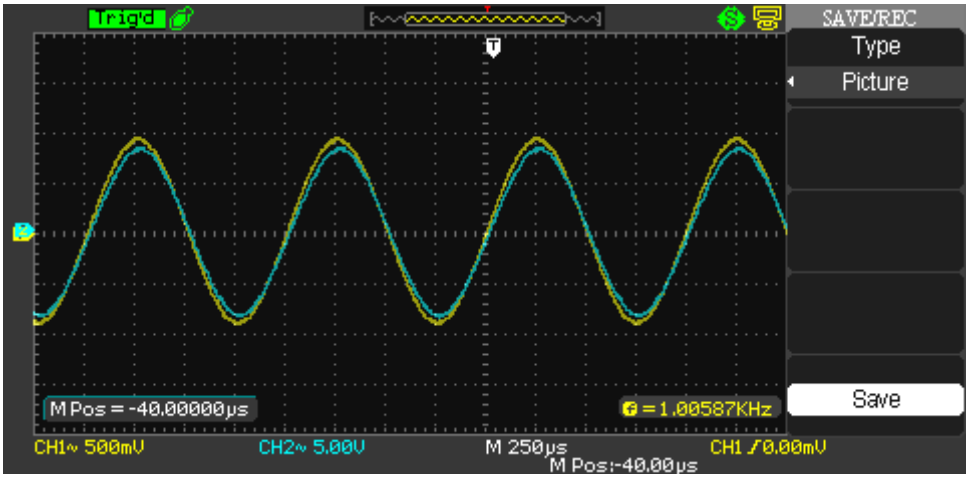
Frekans	Derece		Genlik	
	Deneysel	PSPICE	Deneysel	PSPICE
10 Hz	0	-0,03	x10	x10
100 Hz	0	-0,3	x10	x10
1 kHz	-7,6	-3,2	x10	x10
10 kHz	-36	-28,5	x7	x8,5
100 kHz	-90	-48,8	x1.1	x1,9



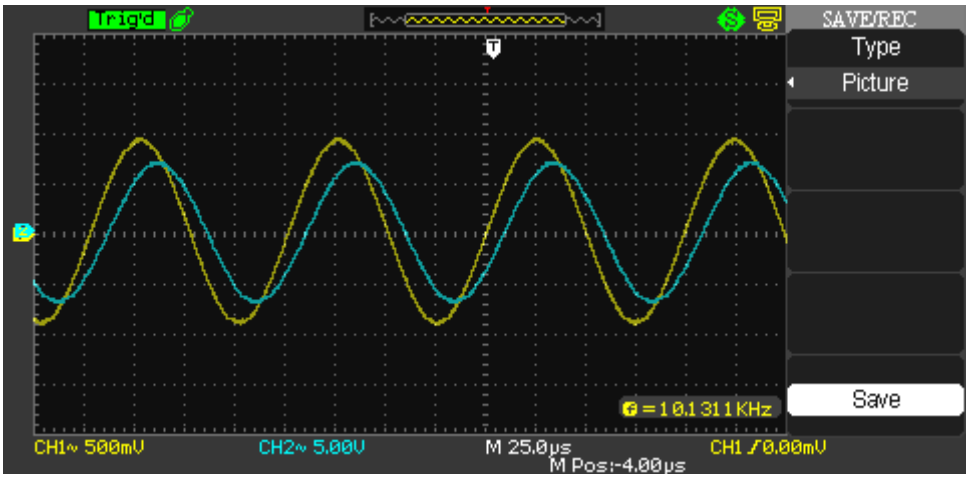
Şekil 4.42 G_{c3} lag kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı



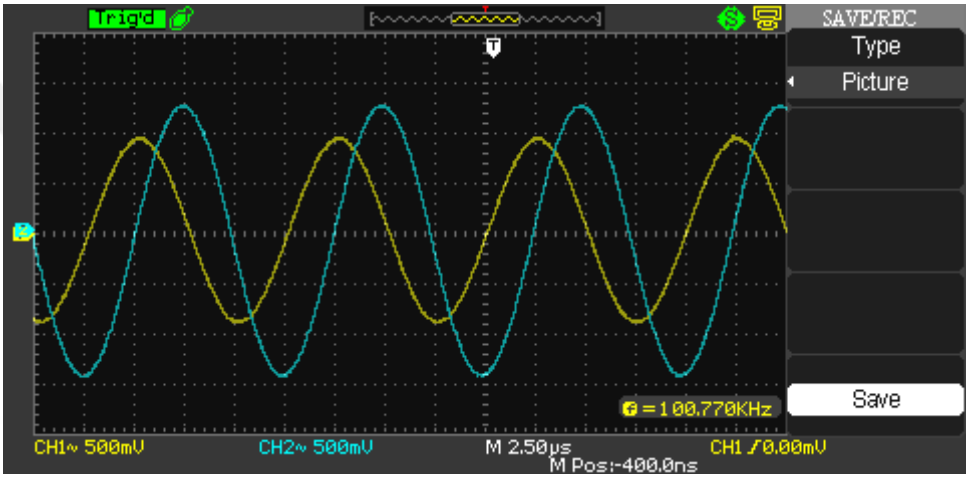
Şekil 4.43 G_{c3} lag kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.44 G_{c3} lag kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.45 G_{c3} lag kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.46 G_{c3} lag kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı

Deneysel verilerden görüldüğü üzere tasarlanan kompansatör devresi ilgili transfer fonksiyonu için AD844 devre yapısı için 10 kHz frekanslarına kadar kabul edilir sonuçlar vermiştir.

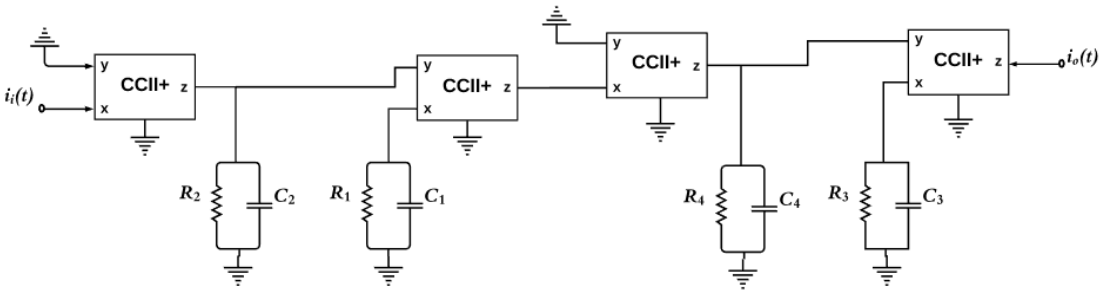
4.6 CFOA Tabanlı Faz İlerlemeli-Faz Gecikmeli (Lead-Lag) Kompansatörün Benzetim Sonuçları

Faz ilerlemeli kompansatör devresinde elemanları R_1=100 kΩ, R_2=10 kΩ, C_1=C_2=0,1 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle R_1C_1>R_2C_2 olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz ilerlemeli kompanzasyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 4.16'daki gibi elde edilir.

$$G_{lead}(s) = \frac{s+100000}{s+1000000} \tag{4.16}$$

Faz gecikmeli kompansatör devresinde elemanları R_3=10 kΩ, R_4=100 kΩ, C_3=C_4=1 nF olarak seçilmiştir. Böylelikle $R_4C_4>R_3C_3$ olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz ilerlemeli kompanzasyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 4.17'deki gibi elde edilir.

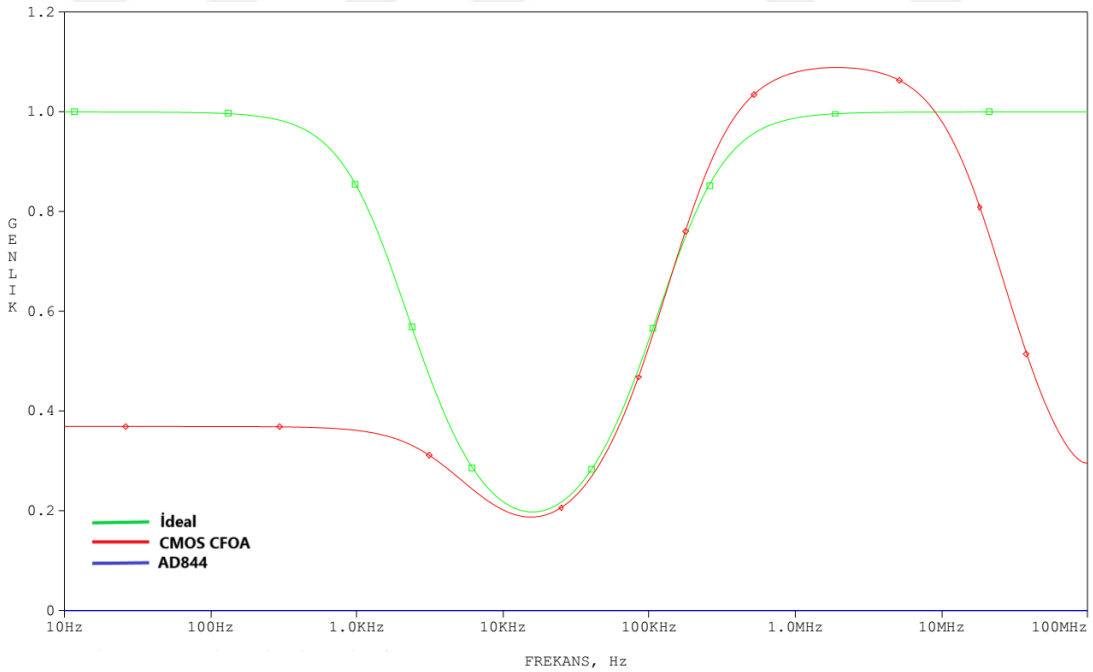
$$G_{lag}(s)=\frac{s+100000}{s+10000} \tag{4.17}$$



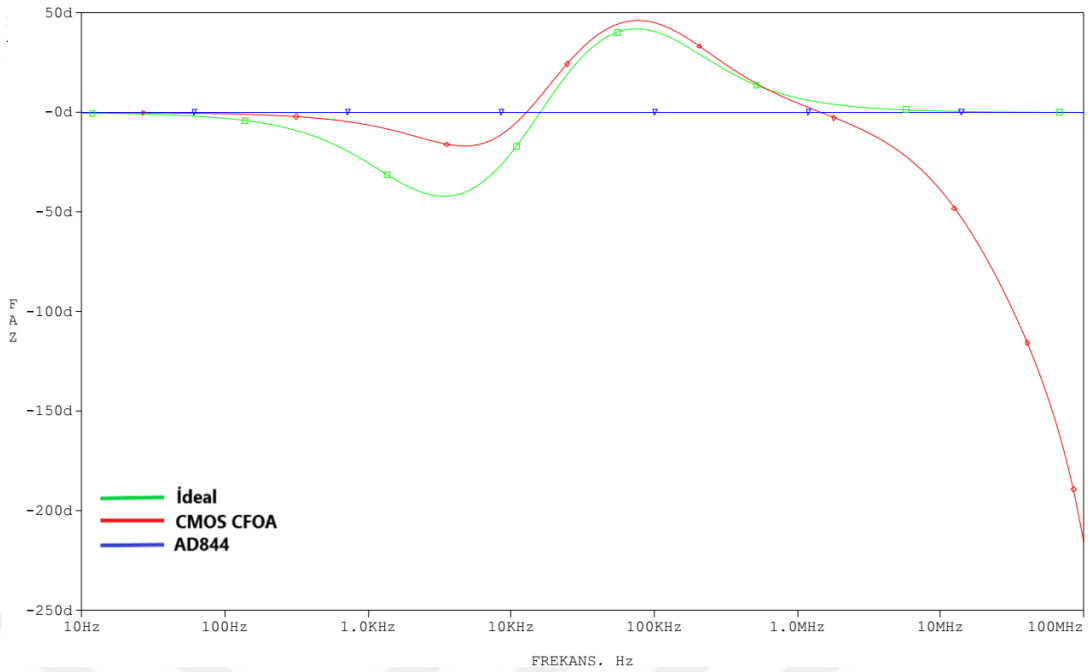
Şekil 4.47 Lead-Lag kompansatör devresi

Şekil 4.47' de verilen lead-lag kompansatör devresinin transfer fonksiyonu Denklem 4.18'de verilmektedir.

$$G_{lead-lag}(s)=\frac{s+100000}{s+10000}+\frac{s+100000}{s+1000000} \tag{4.18}$$



Şekil 4.48 Lead-lag (CCII+) kompansatör devresinin genlik-frekans karakteristiği



Şekil 4.49 Lead-lag (CCII+) kompansatör devresinin faz-frekans karakteristiği

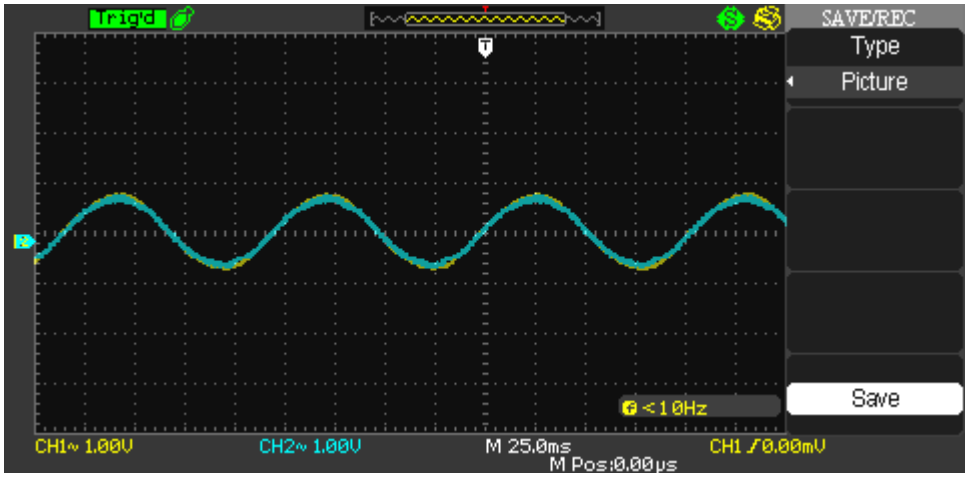
Bu değerler için benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 4.48 ve Şekil 4.49'da sırasıyla verilmiştir.

Denklem 4.18'de verilen transfer fonksiyonu için tasarlanan kompansatör devresinin 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz ve 100 kHz frekans değerleri için deneysel sonuçları Çizelge 4.9'da verilmiştir.

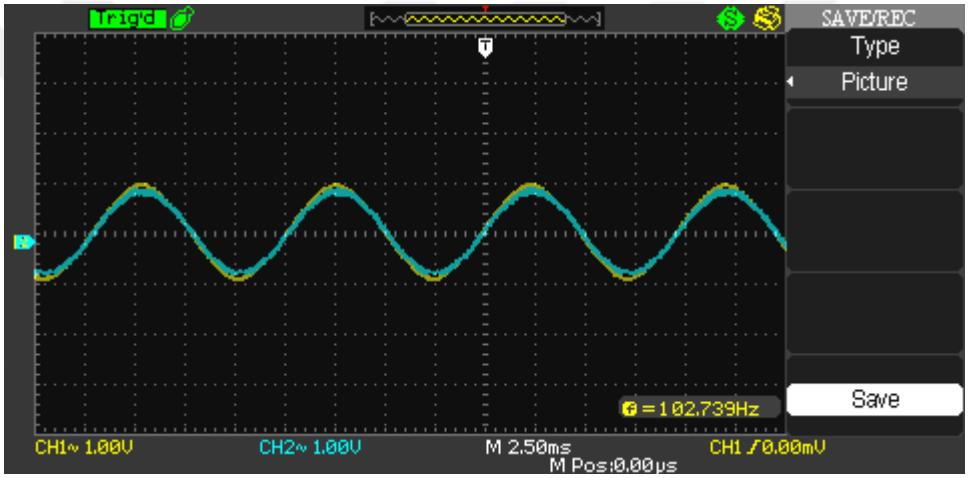
Deneysel çalışmalarda sarı renkte gösterilen CH1 giriş fonksiyonunu, mavi renkte gösterilen CH2 çıkış fonksiyonunu göstermektedir.

Çizelge 4.9 Lead-lag (CCII+) devresi için osiloskop çıktıları

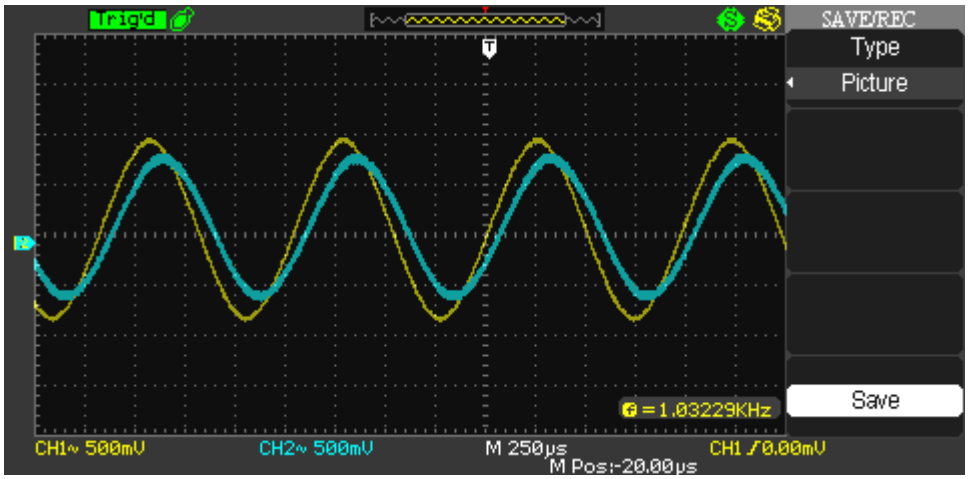
Frekans	Derece		Genlik	
	Deneysel	PSPICE	Deneysel	PSPICE
10 Hz	0	-0,2	x1	x1
100 Hz	-3	-2,9	x1	x1
1 kHz	-27	-25,3	x0,8	x0,85
10 kHz	-	-20,2	x0,2	x0,2
100 kHz	-	40,6	x0,5	x0,55



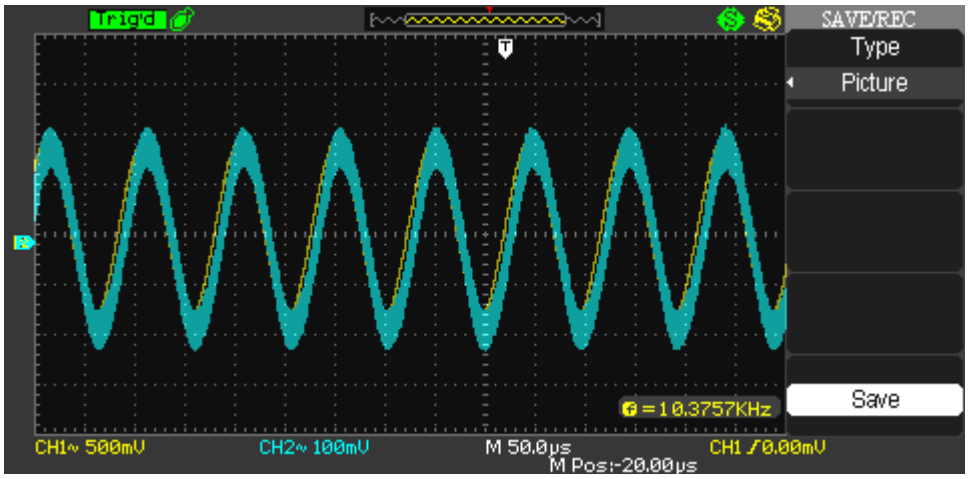
Şekil 4.50 Lead-lag (CCII+) kompansatörünün 10 Hz osiloskop ekran çıktısı



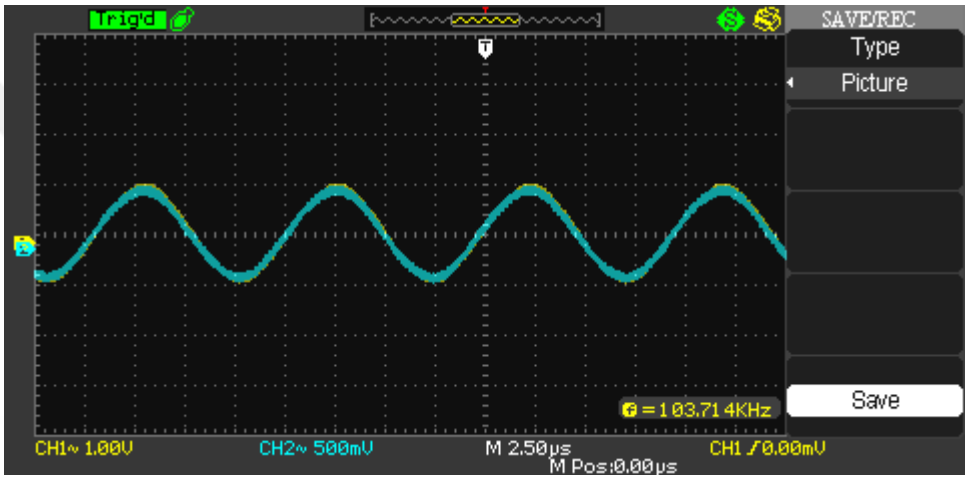
Şekil 4.51 Lead-lag (CCII+) kompansatörünün 100 Hz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.52 Lead-lag (CCII+) kompansatörünün 1 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.53 Lead-lag (CCII+) kompansatörünün 10 kHz osiloskop ekran çıktısı



Şekil 4.54 Lead-lag (CCII+) kompansatörünün 100 kHz osiloskop ekran çıktısı

Deneysel verilerden görüldüğü üzere tasarlanan kompansatör devresi ilgili transfer fonksiyonu için AD844 devre yapısı için 1 kHz frekanslarına kadar kabul edilir sonuçlar vermiştir.

4.7 CCII+ Tabanlı Kompansatör Devreleri için Benzetim Sonuçları

Bu çalışmada, yeni bir akım-modlu faz ilerlemeli ve gecikmeli kompansatör devresi tasarımı gerçekleştirilmiştir. Devrede iki adet CCII+ aktif elemanı ve ikişer adet bir ucu topraklı kapasite ve direnç elemanı kullanılmıştır. Pasif elemanların hepsinin bir ucu topraklı yapıdadır. Tasarlanan kompansatör devresinin giriş ucu düşük empedans ve çıkış ucu yüksek empedans değerlidir. Önerilen devrenin giriş ve çıkış empedans değerleri akım-modlu yapıya uygun değerdedir ve art arda kullanım için ayrıca tampon

devresi kullanımı gerektirmemektedir. PSPICE programı ile elde edilen benzetim sonuçları da ideal sonuçlar ile örtüşmektedir.

PSPICE'da elde edilen faz-frekans karakteristiğinden görüleceği üzere CCII+ aktif elemanı ile gerçeklenen devre ve ideal devre ile elde edilen sonuçlar 1 MHz frekans değerine kadar örtüşmektedir. Bu frekans değerinin üzerinde aktif devredeki faz kayması ideal devre yapısına göre bir hayli farklılık göstermektedir. Bu durum CCII+ aktif elemanının idealsizlik etkilerinden kaynaklanmaktadır. Aynı durum genlik-frekans karakteristiğinde de görülmektedir.

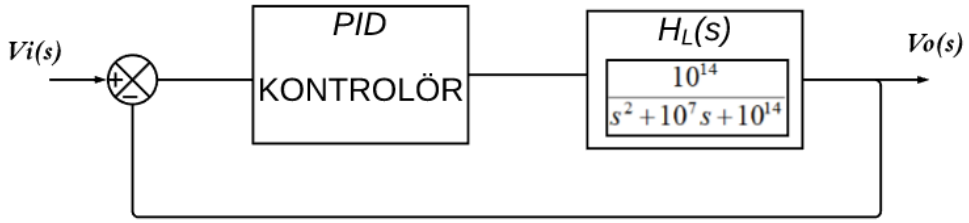
Gerçek ortamda AD844 tümdevresi kullanılarak gerçekleştirilen kompansatör devresinin verileri incelendiğinde simülasyon ortamına göre daha az başarılı sonuçlar vermiştir. Bunun nedeni ise AD844 tümdevresinin parazitik etkilerinden kaynaklanmaktadır. Transfer fonksiyonuna göre devreye eklenen kapasite değerleri AD844 tümdevresinin özellikle z ucundaki parazitik etkilerden dolayı bazı transfer fonksiyonlarında çalışma aralığı 1 kHz'lere kadar düşürdüğü deneysel sonuçlarda görülmüştür.

BÖLÜM 5

KONTROLÖR UYGULAMA

Bu bölümde CMOS CFOA devresi ile tasarlanan PID kontrollü bir kapalı kontrol sistem devresine önerilen faz gecikmeli kompansatör devresi eklenerek sonuçlar incelenmiştir.

Şekil 5.1'de verilen PID eklenmiş kapalı kontrol sisteminde [14]'de verildiği üzere K_p=0,6, K_d=10 ns, K_i=200 ns olarak verilmiştir. Bu değerlerden yola çıkılarak PID kontrolörün transfer fonksiyonu Denklem 5.1'de verilmiştir.



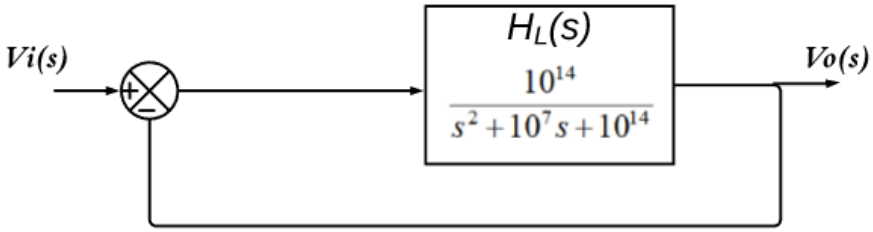
Şekil 5.1 PID'li kapalı döngü kontrol sistemi [14]

$$G_{PID}(s) = 0,6 + \frac{s}{10^8} + \frac{2}{s10^7} \tag{5.1}$$

Benzetimler esnasında ilk önce Şekil 5.2'de verilen $H_L(s)$ eklenmiş kapalı döngü kontrol sistemine bakılmıştır. Daha sonra Şekil 5.1' de verilen PID'li kapalı çevrim kontrol sisteminin ideal durumu incelenmektedir.

Şekil 5.1'deki kapalı döngü kontrol sistemine eklenecek faz gecikmeli kompansatör devresinin transfer fonksiyonu Denklen 5.2' verilmektedir. Ayrı faz gecikmeli kompansatör eklenmiş kapalı döngü kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 5.3'de verilmektedir.

$$G_c(s) = \frac{25}{29}\frac{s + 25 \cdot 10^6}{s + 173 \cdot 10^6} \quad (5.2)$$

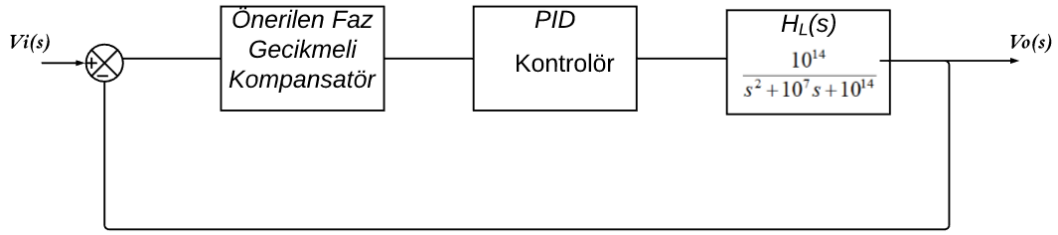


Şekil 5.2 $H_L(s)$ kapalı döngü kontrol sistemi

Şekil 5.4'de aynı pencere üzerinde;

- Şekil 5.2'deki $H_L(s)$ kapalı döngü kontrol sistemi,
- Şekil 5.1'deki ideal PID eklenmiş kapalı döngü kontrol sistemi,
- Şekil 5.3'deki ideal PID ve ideal faz gecikmeli kompansatör eklenmiş kapalı döngü kontrol sistemi,
- Ve en son Şekil 5.3'deki PID ve faz gecikmeli kompansatör devrelerinin CMOS devre modelleri eklenerek,

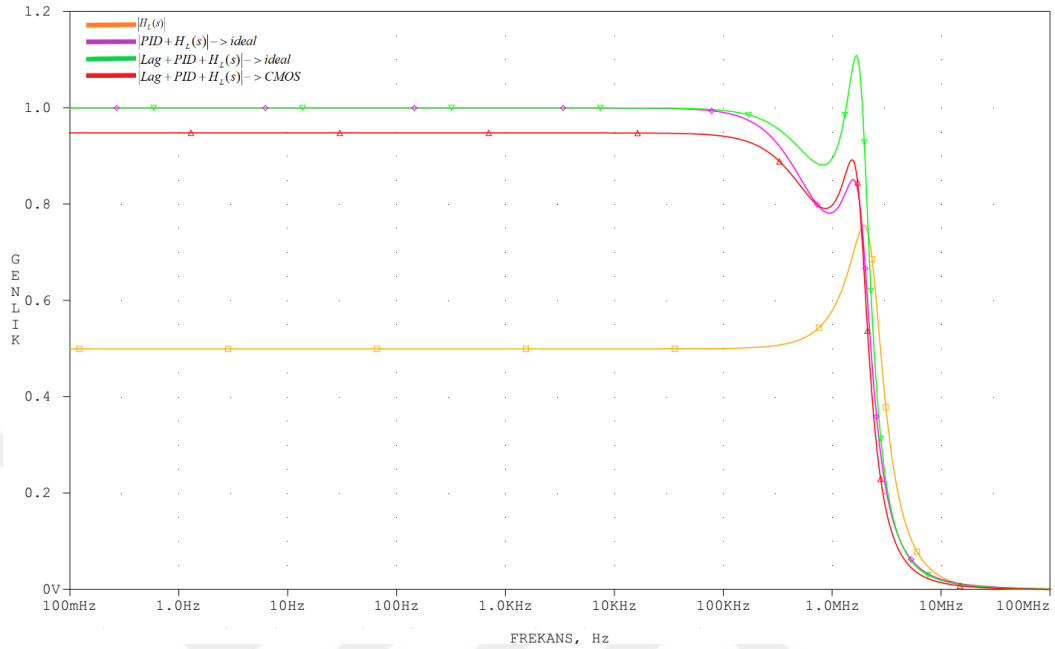
Sistemin genlik-frekans karakteristiği Şekil 5.4'de, faz-frekans karakteristiği Şekil 5.5'de verilmektedir.



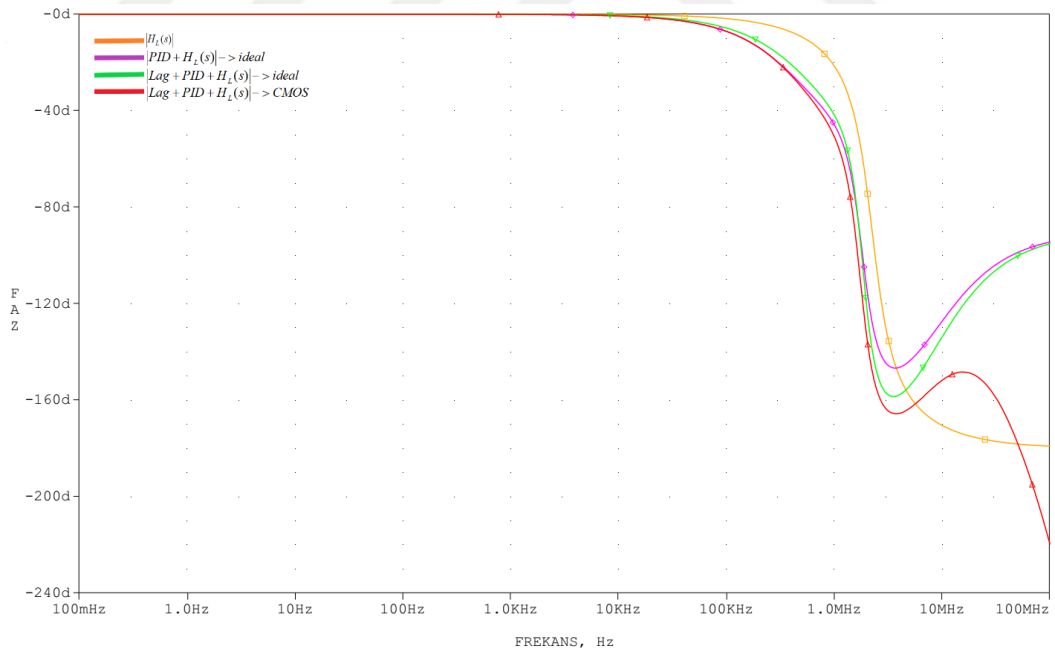
Şekil 5.3 Kompansatör ve PID'li kapalı döngü kontrol sistemi

Faz gecikmeli kompansatör devresinde elemanlar R_1=80 Ω, R_2=100 Ω, C_1=500 pF, C_2=580 pF olarak seçilmiştir. Böylelikle $R_2C_2 > R_1C_1$ olacak şekilde pasif eleman değerlerinin seçilmesi sağlanmış ve faz gecikmeli kompansazyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu değerler için transfer fonksiyonu Denklem 5.3'deki gibi elde edilir.

$$G_c(s) = \frac{25}{29}\frac{s + 25 \cdot 10^6}{s + 173 \cdot 10^6} \tag{5.3}$$

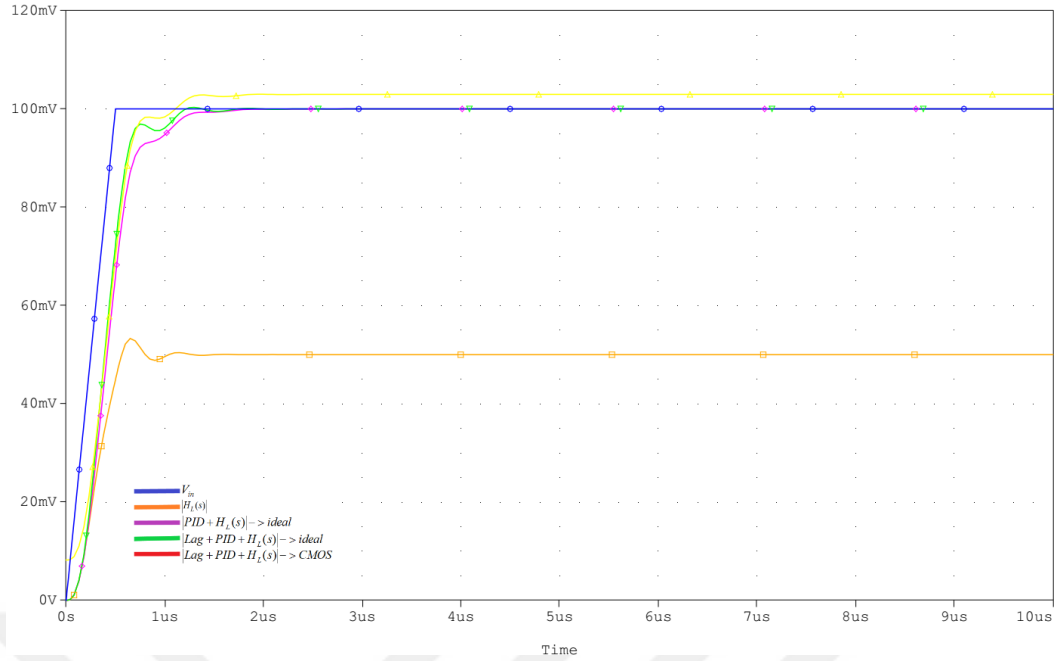


Şekil 5.4 Kapalı döngü kontrol sisteminin genlik-frekans karakteristiği



Şekil 5.5 Kapalı döngü kontrol sisteminin faz-frekans karakteristiği

Kapalı döngü sistemlerin girişine birim basamak yanıtı uygulandığında, sistemlerin birim basamak yanıtları Şekil 5.6'da verilmektedir.



Şekil 5.6 Kapalı döngü sistemin birim basamak cevabı

Sistemlerin birim basamak cevapları incelendiğinde faz ilerlemeli kompansatör devresinin performansının ideal duruma çok yakın olduğu görülmektedir.

BÖLÜM 6

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, yeni bir gerilim modlu faz ilerlemeli ve faz gecikmeli kompansatör devresi ile yeni bir akım-modlu faz ilerlemeli ve gecikmeli kompansatör devresi tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Gerilim modlu devrede bir adet CFOA, iki adet direnç ve iki adet bir kapasite elemanı kullanılmıştır. Pasif elemanların hepsinin bir ucu topraklı yapıdadır. Tasarlanan kompansatör devresinin giriş ucu yüksek empedans ve çıkış ucu düşük empedans değerlidir. Giriş ve çıkış empedans değerleri açısından gerilim modlu yapıya uygun bir devredir, girişine ve çıkışına bağlanacak olan devre katları açısından ayrı tampon devrelerine ihtiyaç duymamaktadır. CFOA aktif elemanı için CMOS tranzistör gerçeklemesi ve ayrıca ticari olarak üretilen AD844 tümdevresi kullanılarak PSPICE benzetimleri gerçekleştirilmiştir. CMOS gerçeklemesinde TSMC 0.18µm seviye-7 üretim parametreleri kullanılmıştır. PSPICE'da elde edilen faz-frekans karakteristiğinden görüleceği üzere CCII+ aktif elemanı ile gerçeklenen devre ve ideal devre ile elde edilen sonuçlar 1 MHz frekans değerine kadar örtüşmektedir. Bu frekans değerinin üzerinde aktif devredeki faz kayması ideal devre yapısına göre bir hayli farklılık göstermektedir. Çalışmada ayrıca önerilen devrede kullanılan aktif elemana bağlı olarak devrenin idealsizlik etkileri analiz edilmiştir. Gerçek ortamda AD844 tümdevresi kullanılarak gerçekleştirilen kompansatör devresinin verileri incelendiğinde simülasyon ortamına göre daha az başarılı sonuçlar vermiştir. Bunun nedeni ise AD844 tümdevresinin parazitik etkilerinden kaynaklanmaktadır. Transfer fonksiyonuna göre devreye eklenen kapasite değerleri AD844 tümdevresinin özellikle z ucundaki parazitik etkilerden dolayı

bazı transfer fonksiyonlarında çalışma aralığı 1 kHz'lere kadar düşürdüğü deneysel sonuçlarda görülmüştür.

Akım modlu yapıda 2 adet CCII++ aktif elmanı kaskad bağlanarak aynı zamanda, ikişer adet bir ucu topraklı kapasite ve direnç elemanı kullanılmıştır. Önerilen devrenin giriş ve çıkış empedans değerleri akım-modlu yapıya uygun değerdedir ve art arda kullanım için ayrıca tampon devresi kullanımı gerektirmemektedir. PSPICE programı ile elde edilen benzetim sonuçları da ideal sonuçlar ile örtüşmektedir. Literatürde akım-modlu yapıda faz ilerlemeli ve gecikmeli kompansatör devre tasarımına rastlanmamıştır. CCII+ aktif elemanı için CMOS tranzistör gerçeklemesi ve ayrıca ticari olarak üretilen AD844 tümdevresi kullanılarak PSPICE benzetimleri gerçekleştirilmiştir. CMOS gerçeklemesinde TSMC 0.18µm seviye-7 üretim parametreleri kullanılmıştır. Çalışmada ayrıca önerilen devrede kullanılan aktif elemana bağlı olarak devrenin idealsizlik etkileri analiz edilmiştir. Gerçek ortamda AD844 tümdevresi kullanılarak gerçekleştirilen kompansatör devresinin verileri incelendiğinde simülasyon ortamına göre daha az başarılı sonuçlar vermiştir. Bunun nedeni ise AD844 tümdevresinin parazitik etkilerinden kaynaklanmaktadır. Transfer fonksiyonuna göre devreye eklenen kapasite değerleri AD844 tümdevresinin özellikle z ucundaki parazitik etkilerden dolayı bazı transfer fonksiyonlarında çalışma aralığı 1 kHz'lere kadar düşürdüğü osiloskop sonuçlarında görülmüştür.

Bundan sonraki çalışmalarda bu devre yapılarının idealsizlik etkilerini en az seviyeye indirmek için çalışmalar yapılabilir. Aynı zamanda bu devre yapılarının kontrol uygulamaları içinde aktif olarak kullanılabileceği kanıtlanabilir.

KAYNAKLAR

[1] Nise, N.S., (2011). Control Systems Engineering, 6th edition, John Wiley & Sons, Pomona.

[2] Bennette, S., (1993). "Development of The PID Controller,", IEEE Control Systems Mag, 13:58–65.

[3] Erdal, C., Kuntman, H. and Kafali, S., (2004). "A Current Controlled Conveyor Based Proportional-Integral-Derivative (PID) Controller", Istanbul University-Journal of Electrical & Electronics Engineering, 4:1243-1248.

[4] Erdal, C., Kuntman, H. and Acar, C., (2001). "A New Proportional-Integral-Derivative (PID) Controller Realization by Using Current Conveyors and Calculating Optimum Parameter Tolerances", Istanbul University-Journal of Electrical & Electronics Engineering, 1:267-273.

[5] Erdal, C., Toker, A. and Acar, C., (2001). "OTA-C Based Proportional-Integral-Derivative (PID) Controller and Calculating Optimum Parameter Tolerances," Turkish Journal of Electrical Engineering, 9:189-198.

[6] Gielsdorf A. and Keskin, U., (2006). "Design of A PID Controller Circuit Employing CDBAs", International Journal of Electrical Engineering Education, 43:48–56.

[7] Sagbas, M., Koksal, M. and Ayten, U. E., (2013). "Design of Dominantly Proportional PID Controller Using A Single Commercially Available Active Component", TSP-2013. Telecommunications and Signal Processing (TSP), 2-4 July 2013, Rome, 427- 430.

[8] Bakshi, U.A. and Bakshi, V.U., (2010). Control System Engineering, First Edition, Technical Publication Pune, India.

[9] Ogata, K., (2002). Modern Control Engineering, Fourth Edition, Prentice Hall, New Jersey.

[10] Kuo, B.C. and Golnaraghi, F., (2009). Automatic Control Systems, 9th edition, Wiley & Sons High Education, Hoboken.

[11] Kuntman H.H., (1998). Endüstriyel Elektronik, Birsen Yayınevi, İstanbul.

[12] Senani, R., Bhaskar, D., Singh, A.K. and Singh, V.K., (2013). Current Feedback Operational Amplifiers and Their Applications, Springer, New York.

[13] Analog Devices, (1990). Linear products data book, Norwood MA, USA.

[14] Ayten, U.E., Yüce, E. and Minaei, S., (2018) "A Voltage-Mode PID Controller Using A Single CFOA and Only Grounded Capacitors", Microelectronics Journal, 81:84-93.

[15] Sedra, A. and Smith, K.C., (1970). "A Second Generation Current Conveyor and Its Applications", IEEE Trans. On Circuit Theory, 132-134.

[16] Arslan, E. and Morgul, A., (2008). "Wideband Self-Biased CMOS CCII", Research in Microelectronics and Electronics, 217-220.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Yusuf BUZCU

Doğum Tarihi ve Yeri :25/08/1989-Gaziantep

Yabancı Dili : İngilizce

E-posta : yusufbuzcu@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	**Alan**	**Okul/Üniversite**	**Mezuniyet Yılı**
Lisans	Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2012
Lise	Fen Bilimleri	Gaziantep Anadolu Lisesi	2007

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	**Firma/Kurum**	**Görevi**
2012	ARG Elektronik	Elektronik Mühendisi
2013-2016	TÜBİTAK	Araştırmacı

YAYINLARI

Bildiri

1. Buzcu, Y., Sağbaş, M. ve Ayten, U. E., (2018). “Akım-Modlu Faz İlerlemeli ve Gecikmeli Kompansatör Devresi Tasarımı”, TOK2018. Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi (TOK), 12-14 Eylül, Kayseri, 172-176.