

Çapraz (Flyback) Çeviricilerde Frekans Modülasyonu Tekniği Kullanılarak Elektromanyetik Girişimlerin Azaltılması

(Akademik Bildiri)

Gökhan Çabuk¹

Selçuk Kılınç²

¹Fen Bilimleri Enstitüsü, Dokuz Eylül Üniversitesi, İzmir

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Dokuz Eylül Üniversitesi, İzmir

¹e-posta: gokhan.cabuk@yahoo.com

²e-posta: selcuk.kilinc@deu.edu.tr

Özetçe

Çapraz çeviriciler, kullanım alanlarından dolayı anahtarlamalı güç kaynakları çeşitleri arasında en çok tercih edilenlerden biridir. Düşük güç harcamaları, düşük maliyet oranları, birden fazla çıkış gerilimi vermesi nedeniyle cep telefonu şarj aletleri, televizyonlar, masa üstü set cihazları ve bilgisayarlar gibi birçok alanda kullanılabilmektedir ve önemi artmıştır. Bu tip çeviricilerin çalışma prensipleri ve elektromanyetik girişim (EMI) performansı tasarım esnasında dikkat edilmesi gereken hususlardandır. Bu çalışmada, EMI azaltma yöntemi olarak son dönemlerde yaygın olarak kullanılan yayılmış spektrum frekans modülasyonu tekniği incelenmiştir. Çapraz çevirici anahtarlamalı güç kaynaklarında anahtarlama frekansına uygulanan bu tekniğin EMI performansı üzerine etkisi araştırılmıştır. Çapraz çevirici, frekans modülasyonu teorisi ve EMI konusu baz alınarak modülasyon parametreleri hesaplanmış ve L6566B entegre devresi kullanılarak 40W'lık bir çapraz çevirici tasarlanmıştır. EMI alıcı kullanılarak ölçümler yapılmış ve sonuçlar verilmiştir.

1. Giriş

Yüksek frekanslı anahtarlama özelliğinden dolayı AC-DC ve DC-DC anahtarlamalı güç kaynakları birçok uygulamada tercih edilmektedir. Anahtarlama yüksek frekans kullanımı devrede kullanılan malzemenin boyutlarını, doğrusal kaynaklara oranla trafo ebatlarını küçültmekte ve verimliliği artırmaktadır. Devredeki akımın anahtarlama güç kaynağının verimini artırırken sistem üzerinde geniş bir frekans aralığında iletim (conducted emission, CE) ve ışıma yayınımlarının (radiated emission, RE) oluşmasına sebep olmaktadır. Oluşan bu elektromanyetik gürültüler anahtarlamalı güç kaynaklarının dezavantajlarındandır. Oluşan gürültü devrede yok edilmediği sürece sistemde aynı kaynaktan çalışan diğer cihazların da çalışma performansını etkileyecektir. Ayrıca oluşan elektromanyetik gürültü tasarımın, ölçüm yöntemleri ve uyulması gereken direktifleri yayınlayan CISPR (International Special Committee on Radio Interference) EMI ölçüm limitlerinin de dışında kalmasına neden olacaktır.

Birçok darbe genişlik modülasyonu (PWM) çevirici değişken darbe süreli ve sabit frekans anahtarlamalı olarak tasarlanmaktadır. Bu işaretlerin birçok frekans bileşeni vardır. Anahtarlama nedeniyle oluşan elektromanyetik gürültüler EMI spektrumunda anahtarlama frekansında ve onun düşük frekanslı harmoniklerinde belirgin olarak görülür. Yüksek frekanslara gittikçe bu etki azalarak görülmeye devam eder [1].

EMI, akım, akımın PCB (printed circuit board) üzerinde izlediği yolun alanı ve sistemin frekansının karesi ile doğru orantılı olarak değişir. Matematiksel ifade ile $EMI = k I A f^2$

yazılabilir. Burada I akım, A alan, f frekans ve k kullanılan PCB malzeme sabitidir [2].

EMI iletim ve ışıma yayınımları olmak üzere iki kategoride sınıflandırılabilir. İletim EMI gürültüsü farksal (differential mode) ve ortak (common mode) mod olarak ikiye ayrılır. Bütün devrelerde ortak mod ve farksal mod akımları vardır. İki tür akım da devreler arası iletilecek olan ve dışarıya yayılacak olan RF (radyo frekansı) enerjinin miktarını belirler. Ancak iki mod sinyali arasında belirgin bir fark vardır. Farksal mod sinyali devrede bilgi taşır. Bu modun oluşturduğu EMI faz ile nötr hatları arasında akar. Ortak mod akımı ve bunun oluşturduğu EMI devrede toprağa göre hat ile nötr arasında oluşur. Elektromanyetik uyumluluk için en büyük sorunu bu mod oluşturur [3].

EMI'yi azaltmak için en yaygın kullanılan yöntemlerden biri anahtarlama akımlarının oluşturduğu gürültünün giriş kondansatörü ve EMI filtresi ile oluşturulmuş alçak geçiren filtre ile filtrelenmesidir [4]. Bu filtreler iletim gürültüsü üzerinde giderici etkiye sahip olmalarına karşın kart boyutu, cihaz ağırlığı ve ürün maliyetini arttırmaktadır. Her ne kadar oluşan EMI'nin güç kaynağında yok edilmesine engel olsa da, devrenin hala iletim EMI testlerinden geçmesini engelleyecek anahtarlama gürültüleri de kalabilmektedir.

Geçmişte EMI azaltma metodları üzerine araştırmalar yapılmıştır. Bunlardan sigma-delta ($\Sigma\Delta$) modülasyonu anahtarlamalı güç kaynaklarında alternatif EMI azaltma yöntemi olarak sunulmuştur [5]. Aktif filtre tasarımı EMI azaltma yollarından biri olarak araştırılmıştır [6]. Rezonans tekniği EMI azaltma yöntemi olarak kullanılmıştır [7]. Çeşitli yumuşak anahtarlamalı eviricili devrelerde ZVS (zero voltage switching) ya da ZCS (zero current switching) kullanılarak anahtarlama kayıpları ve EMI yüksek frekanslarda azaltılmıştır [8, 9].

Bu yaklaşımlar iletim EMI gürültüsünü azaltmak için atılmış önemli adımlardır. Diğer bir önemli yöntem ise frekans modülasyonu (FM) tekniği kullanılarak anahtarlama sinyalini modüle etmek ve spektrumdaki enerjisini geniş bir frekans aralığına yaymaktır [10].

FM tekniğinde, anahtarlama frekansının her bir harmoniği bir banda yayılır. Bu şekilde daha düşük genlikli geniş bir spektruma yayılmış sinyaller elde edilmiş olur. Bu teknik kullanılarak çapraz çevirici anahtarlama frekansını modüle edilip güç kaynağındaki gürültü azaltılmış olacaktır.

Bu çalışmada, L6566B entegre devresi [11] ile 40W'lık bir çapraz çevirici tasarlanmıştır. L6566B, anahtarlama frekansının modüle edilmesini sağlayan ve yayılmış spektrum tekniğine uygun olarak EMI seviyesini azaltan özel bir frekans modülasyonu ucuna sahiptir. Ayrıca, FM tekniğini incelemek amacıyla bazı simülasyonlar yapılmış ve sonuçları verilmiştir. Uygulama devresi gerçekleştirilmiş ve spektral test sonuçları eklenmiştir. FM ile anahtarlama tekniği ve sabit

frekans ile anahtarlama karşılaştırılmış ve FM tekniğinin daha iyi bir EMI spektrum performansı sağladığı görülmüştür. Bu bildirinin ikinci bölümünde FM teorisi kabaca anlatılmıştır. Teori ile ilgili MATLAB simülasyonları bu bölüme eklenmiştir. Üçüncü ve dördüncü bölümde çapraz çevirici uygulama devresi ve test sonuçları verilmiştir. Sonuçlar ve ilgili yorumlar beşinci bölümde yer almaktadır.

2. Frekans Modülasyonu Tekniği

Yayılmış spektrum FM tekniği, kare dalga anahtarlama sinyaline uygulanmaktadır. Kare dalga, spektrumunda hem ana frekansı hem de ana frekansın tek katlarındaki frekanslarda harmonik sinyalleri içerir. Enerji, hem ana frekansta hem de harmoniklerinde vardır. Bir kare dalga sinyalin ana frekansı modüle edildiğinde her bir harmoniği de, spektrumda belli bir bant genişliğinde yayılmış olacaktır. Frekans modülasyonunun her bir harmonik bileşen üzerine etkisi, sinüs sinyali frekans modülasyonu kullanılarak incelenebilir [1]. Genel olarak modüle edilmiş bir sinüs sinyalinin matematiksel tanımı (1)'de verilmiştir.

$$F(t) = A \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] \quad (1)$$

A , modüle edilmemiş orijinal (taşıyıcı) sinyal genliği,
 f_c , taşıyıcı sinyal frekansı,
 $\phi(t)$, denklem (2)'de tanımlandığı gibi zamana bağımlı faz değişimidir.

$$\phi(t) = \int_0^t k_w v_m(\tau) d\tau \quad (2)$$

$v_m(\tau)$, f_m frekansında, modülasyon (bilgi) sinyali fonksiyonu,
 k_w , faz değişim sabitidir.

Frekans modülasyonunun diğer önemli parametreleri modülasyon indeksi (3) ve modülasyon oranıdır (4).

$$m_f = \frac{\Delta f_c}{f_m} \quad (3)$$

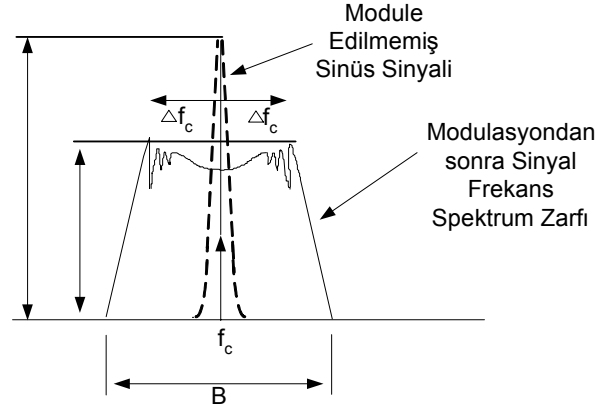
$$\delta = \frac{\Delta f_c}{f_c} \quad (4)$$

Δf_c , anahtarlama frekansının maksimum frekans sapması,
 f_m , modülasyon frekansdır.

Modülasyon oranı, δ , tek bir frekanstaki harmoniğin modülasyon sonrası enerjisinin spektruma ne kadar yayılacağı hakkında bilgi verir (Şekil-1).

Carson kuralına göre FM sinyalinde bant genişliği (5) ile bulunur. Bu şekilde hesaplanan bant genişliği ana frekans enerjisinin %98'ini kapsar [10].

$$B = 2f_m(1 + m_f) = 2(\Delta f_c + f_m) \quad (5)$$



Şekil 1: FM'in sinüs sinyal spektrumuna etkisi.

Harmoniklerin bant genişliği aşağıdaki denklem ile verilebilir [1].

$$B_h = 2f_m(1 + m_f h) \quad (6)$$

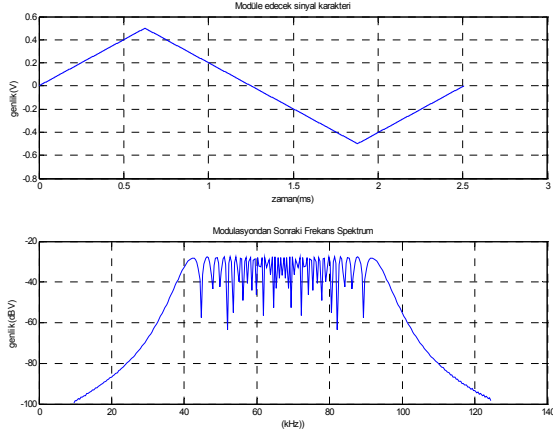
Denklem (6)'da verilen formüle göre harmonik sayıları arttıkça bu harmoniklerin spektrumdaki bant genişliği de (B_h) artacaktır. Bu da, yüksek harmoniklerde bant genişliklerinin iç içe girmesine ve dolayısıyla frekans modülasyonunun etkisinin azalmasına yani spektrumda yüksek frekanslardaki harmoniklerde yayılmış spektrum frekans modülasyonu etkisinin daha az görülmesine neden olacaktır.

m_f 'nin artması spektrum genişliğinin daha da azalmasına neden olacaktır. Ancak m_f 'nin artırılma miktarı, çeviricinin çalışabileceği anahtarlama frekansındaki değişim miktarı ile sınırlıdır.

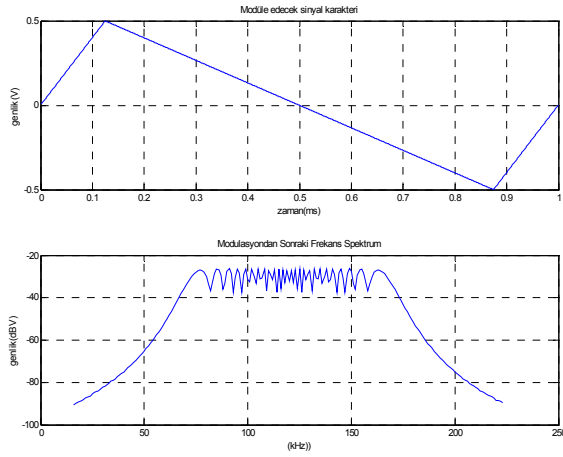
Denklem (6)'da verildiği gibi yüksek frekanstaki harmonikler bant genişliklerinin iç içe girmesinden dolayı frekans modülasyonu verimliliğini azaltır. Denklem (7) bant genişliklerinin kaçınıcı harmonikte girişim yapmaya başladığını göstermektedir.

$$h_{overlap} = \frac{1}{\delta} \left(\frac{1}{2} - \frac{f_m}{f_c} \right) - \frac{1}{2} \quad (7)$$

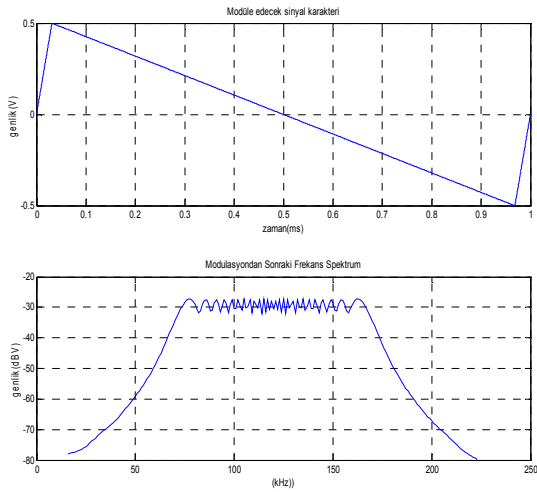
Kaynak [10]'da olduğu gibi üç temel modülasyon sinyali (sinüs, eksponansiyel ve üçgen) referans alınarak çalışma yapılmıştır. Bu modülasyon sinyalleri kullanılarak elde edilen frekans spektrumları MATLAB programı ile simüle edilmiş ve sonuçlar Şekil 2-6'da verilmiştir. Üçgen dalga için m , üçgen dalga kenar eğimleri olarak tanımlanmış ve spektruma etkisi incelenmiştir. Simülasyonlarda modüle edilmemiş sinyalin genliğini 0dB'de tuttuğumuzda frekans modülasyonu sonrası oluşan modüle sinyal genliği bize maksimum genlikteki azalma miktarını gösterecektir. Simülasyon sonuçları, modüle edilmiş üçgen dalga spektrumunun, sinüs ve eksponansiyel spektrumlarına göre en iyi sonucu verdiğini göstermektedir. Üçgen dalga spektrumunda $m=0.125$ için diğer iki modülasyona göre daha düz bir spektrum görüntüsü elde edilmiştir. (Şekil-4).



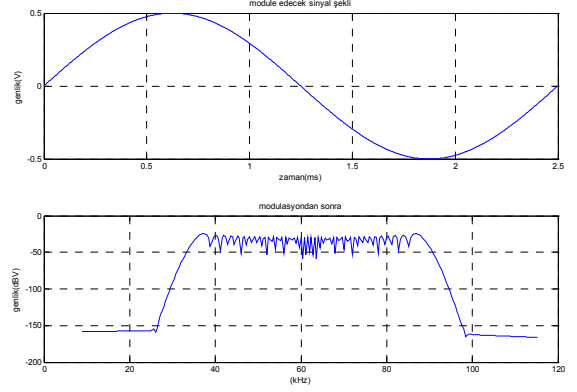
Şekil 2: Üçgen dalga ve FM spektrumu, $m=0.5$.



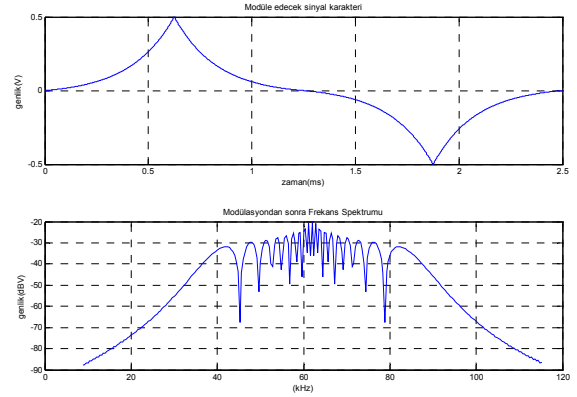
Şekil 3: Üçgen dalga ve FM spektrumu, $m=0.25$.



Şekil 4: Üçgen dalga ve FM spektrumu, $m=0.125$.



Şekil 5: Sinüs dalga ve FM spektrumu.

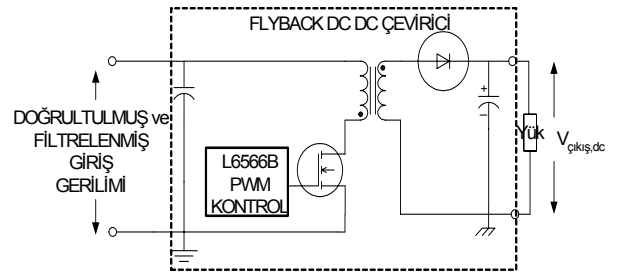


Şekil 6: Ekspansiyonel dalga ve FM spektrumu.

Bu simülasyonlarda, her bir modülasyon sinyali için spektrumda harmonik genliklerindeki azalma miktarının sadece modülasyon indeksine bağlı olarak değiştiği gözlemlenmiştir. Yüksek modülasyon indeksinde çalışmak daha düşük genlik değerleri vermiştir.

3. Çapraz (Flyback) Çevirici Devresi

FM tekniğini incelemek amacıyla, L6566B PWM kontrol entegresi kullanılarak bir flyback çevirici tasarlanmıştır. Devre geniş aralık giriş voltajı (90–265 V rms) ile çalışmakta ve 12V'lık tek çıkış voltajı vermektedir (Şekil-7).



Şekil 7: Sistem blok diyagramı.

Bu çevirici standart flyback çeviricilerde olduğu gibi devamlı ve kesintili iletim modlarında sabit frekanslı PWM anahtarlama ile çalışmaktadır. Anahtarlama frekansı 63kHz'dir. Bu anahtarlama frekansı, tasarım esnasında trafo

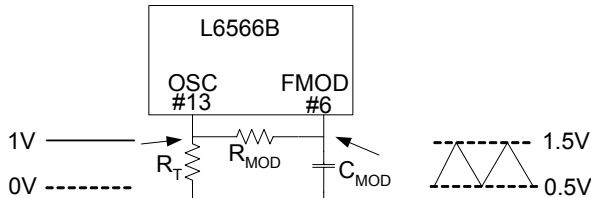
boyutlarını, anahtarlama frekans harmoniklerini ve giriş filtresi boyut ve maliyetini uygun seviyede tutmak için ayarlanmıştır. Osilatör frekansı pin13 OSC ucundan toprağa bağlı bir R_T direnci ile ayarlanabilir. Osilatör frekansı aşağıdaki formül ile yaklaşık olarak hesaplanabilir [11].

$$f_{OSC} \approx \frac{2 \cdot 10^3}{R_T} \quad (8)$$

(f_{OSC} : kHz, R_T : k Ω).

Giriş EMI filtresi için standart Pi-filtre kullanılmıştır. Devrede pahalı olmayan ve küçük bir soğutucu gerektiren 600V, 1 Ω 'luk, standart bir MOSFET kullanılmıştır. Layer tip, EER28L ferrit çekirdekli bir trafo tasarlanmış ve devrede kullanılmıştır. Trafo kaçak endüktansından dolayı oluşacak ani gerilim sıçramaları bastırma (snubber) devresi kurularak kesilmiştir. Çıkışta maksimum ters gerilim özelliği olan doğrultma diyotları kullanılmıştır. Çıkışta yüksek frekans dalgalarını filtrelemesi için LC filtre tasarlanmıştır. Çıkış gerilim düzenlemesi için 12 Volt çıkış geriliminden geri besleme yapılmıştır. Geri beslemesi devresinde TL431 hata yükseltici kullanılmıştır. TL431, SFH617A opto-kuplörüne bağlanarak primer-sekonder arası yalıtım sağlanmıştır. Opto-transistor doğrudan L6566B'nin COMP ucuna bağlanmıştır. L6566B, EMI performansını artırmak ve EMI filtresi küçültmek için özel bir uygulama ucuna sahiptir. Bu uç tasarımcının osilatör frekansını modüle etmesine izin verir. Bu uç kullanılarak modülasyon frekansı ve modülasyon indeksi parametreleri belirlenir. Böylece anahtarlama frekansı modüle edilecektir. Bölüm 2'de bahsedildiği üzere anahtarlama frekansının her bir harmoniğinin enerjisi spektruma yayılmış olacaktır. Toplam enerji değişmeden spektrum genliklerinde azalma olacaktır.

Şekil 8 görüldüğü gibi, C_{MOD} kapasitörü FMOD ucu ile toprak arasına bağlanır. C_{MOD} kapasitörü dahili bir akım kaynağı ile 0.5V ile 1.5V arasında şarj ve deşarj edilir [11].



Şekil 8: Frekans modülasyonu devresi [11].

Böylece C_{MOD} üzerinde simetrik bir üçgen dalga gerilim oluşur. Bu sinyalin frekansı, f_m , C_{MOD} kapasitörünün değeri ile ayarlanır. FMOD ucundan OSC ucuna bağlanan bir R_{MOD} direnci, f_m frekansındaki üçgen modülasyon sinyali ile osilatör frekansını modüle eder. R_{MOD} değeri R_T değerinden çok büyük ise f_m ve üçgen dalganın frekans simetrisi çok az değişecektir. Bu ayarlama ile modülasyon frekansı (f_m) ve frekans sapması (Δf_{sw}) değerleri belirlenebilir. Bu değerler ile denklem (3)'de verilen modülasyon indeksi ifadesi aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\beta = \frac{\Delta f_{sw}}{f_m} \quad (9)$$

Harmonik genliklerinin miktarı β parametresine bağlıdır. Minimum, f_{sw_min} , (üçgen dalganın tepe noktasında oluşan) ve

maksimum, f_{sw_max} , (üçgen dalganın en düşük noktasında oluşan) frekans değerleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$f_{sw_min} = f_{sw} - \frac{1}{2} \Delta f_{sw} \quad (10)$$

$$f_{sw_max} = f_{sw} + \frac{1}{2} \Delta f_{sw} \quad (11)$$

Denklem (8) kullanılarak R_T bulunurken aşağıdaki denklemler ile de R_{MOD} ve C_{MOD} değerleri hesaplanır [11].

$$R_{MOD} = \frac{2 \cdot 10^3}{\Delta f_{sw}} \quad (12)$$

$$C_{MOD} = \frac{75}{f_m} \quad (13)$$

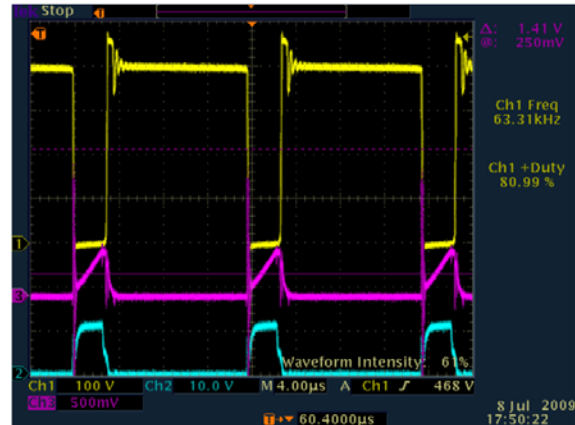
Bu değerler en iyi çevirici verimi sağlayacak ve EMI grafiklerinde en iyi sonucu verecek şekilde hesaplanır. Δf_{sw} ve f_m kHz, C_{MOD} nF, R_{MOD} k Ω değerlerinde seçilir. Devre üzerinde bu kondansatör ve direnç değişik değerlerde kullanılarak en uygun spektrum elde edilmeye çalışılmıştır. Modülasyon, yayılmış spektrum FM teorisile uyumlu olarak EMI tepe değerlerini azaltır. Şekil-9'da uygulama devresinin fotoğrafı görülmektedir.



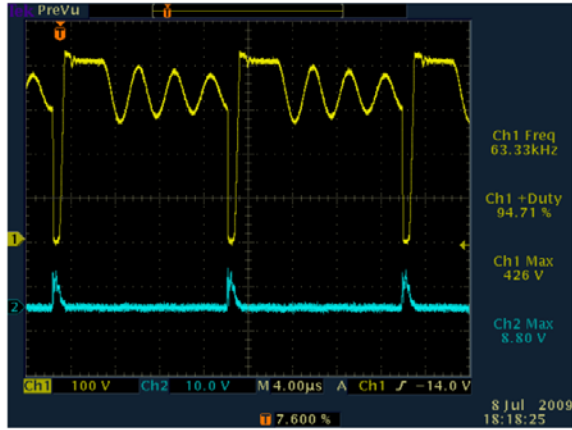
Şekil 9: Uygulama devresinin resmi.

4. Deneysel Sonuçlar

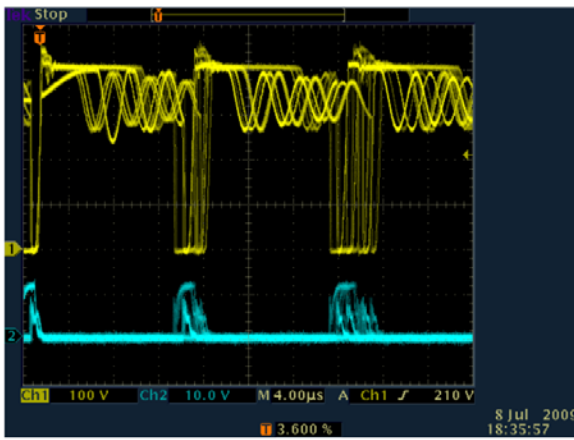
Flyback çeviricinin çeşitli çalışma durumlarında alınmış sinyalleri aşağıda verilmiştir. Şekil-10'daki savak sinyallerinden de görüldüğü gibi flyback sürekli akım modunda çalışmaktadır. Ölçülen frekans değeri 63 kHz'dir.



CH1:VDrain CH2:VGate CH3:L6566 pin7
Şekil 10: 220 Vac-50 Hz - 30W'da dalga şekilleri.



CH1:Vdrain CH2:Vgate
Şekil 11: 220 Vac-50 Hz – 4W’da dalga şekilleri.



CH1:Vdrain CH2:Vgate

Şekil 12: Yayılmış spektrum metodu uygulandıktan sonraki hafif yükte savak genlik ve kapı sinyalleri (zaman:4μs).

Şekil-10 ve 11 maksimum ve minimum yük durumlarında flyback çevircinin sinyallerini göstermektedir. Yük arttıkça anahtarlama frekansı sabit kalıp, PWM sinyallerinin genliklerinde artış olmaktadır.

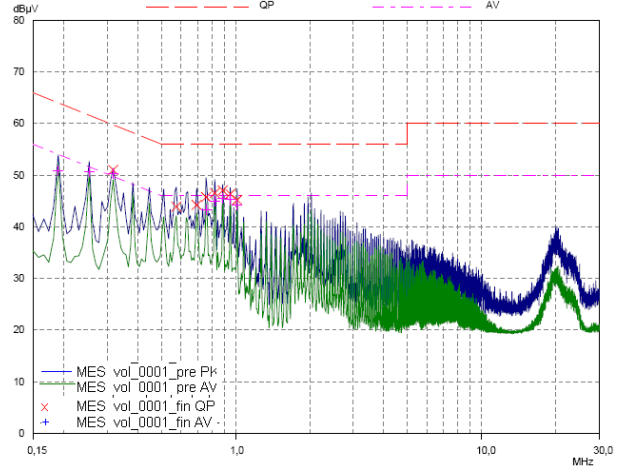
Şekil-12 frekans modülasyonu uygulandıktan sonraki savak akımı ve genliğinde meydana gelen frekans sapması miktarını göstermektedir.

Şekil-13 ve 14 kartın yaydığı EMI iletim gürültüsü ölçüm sonuçlarını göstermektedir. Ölçüm düzeneğinde 9kHz’lik IF (intermediate frequency) bant genişliği, sözde tepe (Quasi-Peak, QP) ve ortalama (Average, AV) algılama tipine sahip spektrum analizör kullanılmıştır. Ölçümler standartlara uygun olarak 150kHz ile 30MHz arasında alınmıştır.

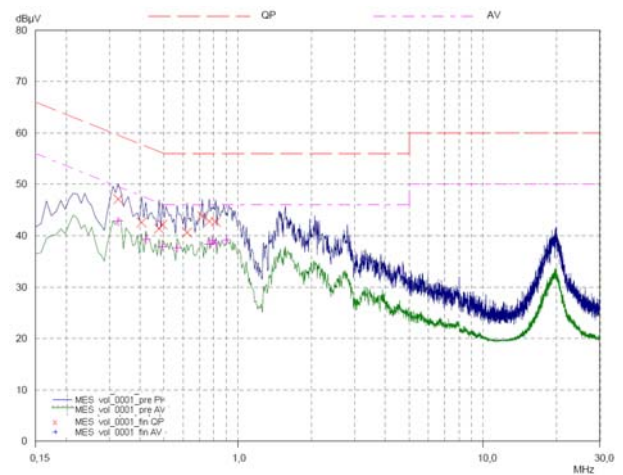
Grafikte ‘x’ ile gösterilen yerler sözde tepe noktalarının son değerlerini gösterirken, ‘+’ değerler son ortalama değerleri göstermektedir.

Şekil-13 frekans modülasyonu uygulanmamış spektrum grafiğini göstermektedir. Limitler masa üstü set cihazları (STB) için de geçerli olan EN55022 ClassB standartlarını göstermektedir.

Şekil-14 frekans modülasyonu uygulanmış spektrum grafiğini göstermektedir. Modüle edilmemiş spektrum grafiğinde anahtarlama frekansının bütün harmonikleri pikler şeklinde grafikte görülmektedir.



Şekil 13: FM uygulanmamış EMI ölçüm sonuçları.



Şekil 14: FM sonrası EMI genlik grafiği.

Tablo-1 ve Tablo-2’de modülasyon öncesi ve sonrası alınan, spesifikasyon sınırlarına yakın düşük frekanslardaki QP değerleri, (Şekil-13 ve Şekil-14’de x ile gösterilen), karşılaştırmalı olarak verilmektedir.

Tablo 1: FM öncesi QP değerleri

| Frekans(kHz) | (QP) Seviye(dBμV) | Limit(dBμV) | Fark(dB) |
|--------------|-------------------|-------------|----------|
| 318 | 51.02 | 60 | 8.74 |
| 822 | 46.53 | 56 | 9.47 |
| 886 | 47.03 | 56 | 8.97 |

Tablo 2: FM sonrası QP değerleri

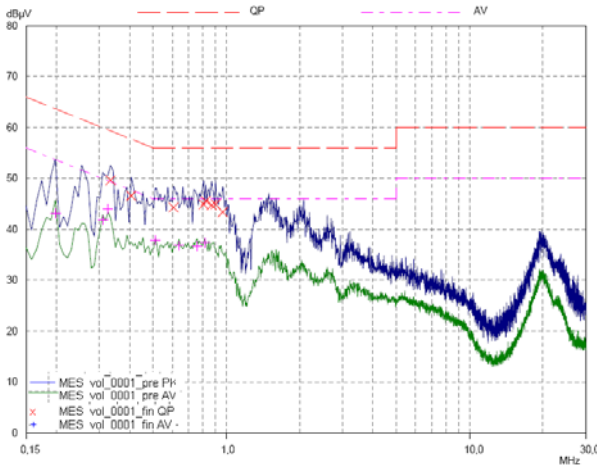
| Frekans(kHz) | (QP) Seviye(dBμV) | Limit(dBμV) | Fark(dB) |
|--------------|-------------------|-------------|----------|
| 326 | 47.10 | 60 | 12.45 |
| 820 | 42.72 | 56 | 13.28 |
| 890 | 43.10 | 56 | 12.90 |

Modülasyon sonrası yapılan test sonuçlarında QP değerlerinde 2-3dBμV ve AV değerlerinde 10 dBμV’a yakın azalmalar gözlemlenmiştir. Yüksek frekanslı harmoniklerde FM etkisinin azaldığı görülmektedir.

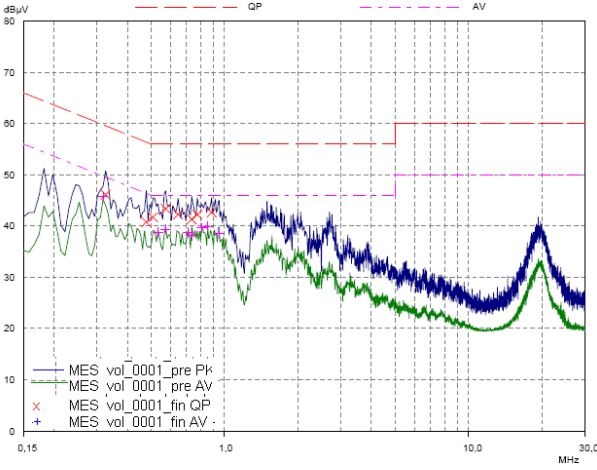
Testlerde farklı frekans modülasyonu (f_m) ve frekans sapması (Δf_{sw}) ile alınmış grafikler verilmiştir. Elde edilen grafikler ile en uygun seviye yakalanarak uygun R_{MOD} ve C_{MOD} değerleri

belirlenmiştir. Bu çalışma sırasında elde edilen grafikler ile aşağıdaki çıkarımlar yapılmıştır:

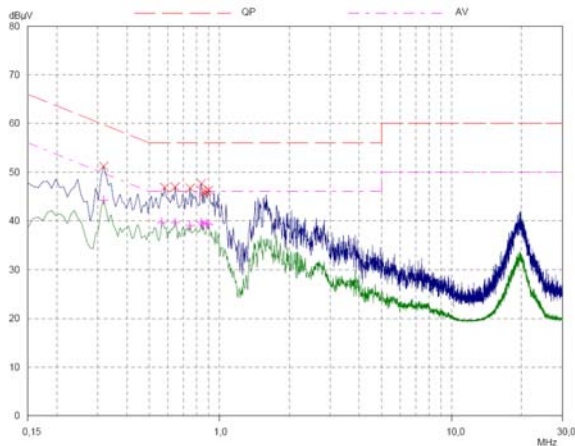
Şekil-15 ve Şekil-16'da sabit frekans sapması değerinde (R_{MOD} değiştirilmeden) f_m frekansı azaltıldıkça (C_{MOD} artırılarak) QP ve AV fark değerlerinde artış gözlenmiştir.



Şekil 15: $C_{MOD}=200\text{nF}$ ve $R_{MOD}=200\text{k}\Omega$
 $f_m=375\text{Hz}$, $\Delta f_{sw}=10\text{kHz}$.



Şekil 16: $C_{MOD}=10\text{nF}$ ve $R_{MOD}=200\text{k}\Omega$
 $f_m=750\text{Hz}$, $\Delta f_{sw}=10\text{kHz}$.



Şekil 17: $C_{MOD}=10\text{nF}$ ve $R_{MOD}=50\text{k}\Omega$
 $f_m=750\text{Hz}$, $\Delta f_{sw}=40\text{kHz}$.

Şekil-16 ve Şekil-17'de sabit bir f_m frekansında (C_{MOD} değeri değiştirilmeden) frekans sapması artırıldıkça (R_{MOD} değeri azaltılarak) QP ve AV fark değerlerinde artış gözlenmiştir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada L6566B entegresi kullanılarak tasarlanmış bir flyback devresinde EMI performansı incelenmiştir. EMI gürültü genliklerinin azaltılması için yapılmış çalışmalar incelenmiş ve frekans modülasyonu metodu kullanılarak tasarlanmış devrenin EMI gürültüleri azaltılmaya çalışılmıştır. FM tekniğinin anlaşılması ve spektruma etkisinin incelenmesi amacıyla MATLAB simülasyonları yapılmıştır. EN55022 standartları çerçevesinde testler yapılmış ve sonuçlar gözlemlenmiştir. Anahtarlama sinyaline uygulanan frekans modülasyonu metodu ile EMI gürültü genliklerinde azalma olduğu belirlenmiş ve sabit frekans anahtarlama güç kaynakları yerine FM tekniği kullanılan güç kaynaklarının daha az gürültü yaydığı görülmüştür. Bu teknik diğer anahtarlama güç kaynaklarında da çalışma prensiplerine bağlı olarak uygulanabilir.

6. Kaynakça

- [1] Balcells, J., Gonzalez, D., Gago, J., Santolaria, A., Le Bunetel, J.C., Magnon, D., Brehaut, S., "Frequency Modulation Techniques for EMI Reduction in SMPS", *European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden*, 1-8, 2005.
- [2] Katrai, C. ve Arcus, C., *Application Note 11: EMI Reduction Techniques*, Pericom Semiconductor Corporation, California, 1998.
- [3] Montrose, M.I. ve Nakauchi, E.M., *Testing for EMC Compliance: Approaches and Techniques*, A John Wiley ve Sons, Inc. Publisher, Hoboken, NJ, 2004.
- [4] He, Z., Shih, Z., Chen, Y. ve Wu, Y., "Analysis and Design of EMI Filter for Multi-Output", *16th Intelec (International Telecommunications Energy Conference) apos*, 457-463, 1994.
- [5] Paramesh, J. ve Von Jouanne, A., "Use of sigma-delta modulation to control EMI from switch-mode powersupplies", *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, 48(1):111-117, 2001.
- [6] Son, Y. ve Sul, S. "Generalization of active filters for EMI reduction and harmonics compensation", *Conference Record of the Industry Applications Conference*, Vol.2, 1209-1214, 2003.
- [7] Bera, R., Bera, J., Sen, A.K. ve Dasgupta, P.R., "Reduction of EMI from SMPS (switched mode power supplies) by resonance technique and its utilities in industrial process control instruments", *Proceedings of the Incemic apos, India*, 445-448, 1999.
- [8] Yoshida, K., Ishii, T. ve Nagagata, N., "Zero Voltage Switching Approach for Flyback Converter", *14th Intelec Conf. Proc.*, 324-329, 1992.
- [9] Spiazzi, G., Zuccato, A., ve Tenti, P., "Analysis of Conducted and Radiated Noise of Soft-Switched Flyback DC-DC Converter", *18th Intelec apos*, 297-304, 1996.
- [10] Lorenzo, J.A.S., *SSCG methods of EMI Emissions reduction applied to switching power converter*, Universitat Politecnica de Catalunya, 2004.
- [11] *STL6566B Multi mode controller for SMPS Datasheet*, ST, 2008.