



Rf Uygulamalarda Genel Amaçlı Tınlama Frekansı Takip Edici Sistem Tasarımı

Sabri BİCAKCI^{1,*}, Seyit Ahmet SİS²

¹Balıkesir Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü, BALIKESİR

²Balıkesir Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü, BALIKESİR

Öz

Bu çalışmada, radyo frekans uygulamaları için genel amaçlı bir tınlama (rezonans) frekansı takip edici sistem konfigürasyonu önerilmektedir. Önerilen sistem bir RF çift yönlü kuplajlayıcı (bidirectional coupler), doğrultucu (ya da RF güç detektörü) ve kontrol ünitesinden oluşmaktadır ve RF sistemin girişindeki en küçük yansıma katsayısının tınlama frekanslarında oluştuğu prensibine dayanmaktadır. Çift yönlü kuplajlayıcının giden ve yansıyan kısımlarından örneklediği sinyaller kontrol biriminde oranlanarak yansıma katsayısı hesaplanmaktadır. Kontrol birimi frekansı anlık olarak ve sistematik şekilde yansıma katsayısının asgari olduğu noktaya çekerek tınlama frekansını takip etmektedir. Önerilen sistem konfigürasyonu detaylı olarak tartışıldıktan sonra, makalenin son kısmında, örnek bir uygulama olan kablosuz güç transfer sistemleri için kısmi olarak geliştirilmiş bir frekans takip sistemi için ölçüm ve benzetim sonuçları sunulmaktadır.

Makale Bilgisi

Başvuru: 24/10/2016

Kabul: 02/05/2017

Anahtar Kelimeler

RF Frekans Takip Edici Sistemler
RF Ayarlanabilirlik
Kablosuz Güç Transfer Sistemleri

Keywords

RF Frequency Tracking Systems,
RF Tenability,
Wireless Power Transfer System

Design Of A Resonance Frequency Tracking System For Rf Applications

Abstract

In this work, a resonance frequency tracking system is proposed for general use in RF applications. The proposed system is based on the fact that the minimum input reflection coefficient occurs at the resonance frequencies, and the system consists of a bidirectional coupler, a rectifier and a control unit. The sampled signals from the forward and reflect ports of the bidirectional coupler are taken as an input for the controller unit and the reflection coefficient is calculated by dividing the reflected one to forward one. The control unit systematically changes the source frequency until a minimum reflection coefficient is reached. The frequency that corresponds that minimum reflection coefficient is the instant resonance frequency for the system. After discussing the details of proposed frequency tracking system, the system is applied to a wireless power transfer system based on resonance magnetic coupling. Measurement results of the fabricated circuits and the test results for the control unit are presented.

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Radyo frekans (RF) sistemlerde çeşitli uygulamalar tınlama frekansı temelli sistemlerdir. Örneğin akustik tınlayıcılar (rezonatörler) hem frekans seçiciliği sağlayan filtre tasarımlarında hem de quartz kristalde olduğu gibi osilatör tasarımlarında kullanılmaktadır [1-3]. Birçok tınlama temelli RF & mikrodalga devre ve sistemlerde, sistemin frekansa göre ayarlanabilir olması, diğer bir deyişle gereksinimlere göre sistemin tınlama frekansının değiştirebilmesi istenmektedir. Özellikle çoklu-bant haberleşme cihazlarında, RF ön-kısımdaki (front-end) mikrodalga devreler ve antenler, birden fazla frekans bandında çalışacak şekilde ayarlanabilirlik özelliğine sahip olmak durumundadırlar. Bu tür mikrodalga devre ve antenlerin frekansa göre ayarlanabilirliği (tunability), tınlama frekansını çeşitli ayarlanabilir kapasitör ya da anahtarlarla değiştirerek sağlanmaktadır. [4-8].

Yukarıda bahsedilen uygulamalarda, devrenin çalışma frekansı kasıtlı olarak değiştirilmektedir. Fakat bazı mikrodalga devre ya da sistemlerde tınlama frekansı, ısı, basınç ve nem gibi ortam şartlarının değişimiyle

*İletişim yazarı, e-mail: sbicakci@balikesir.edu.tr

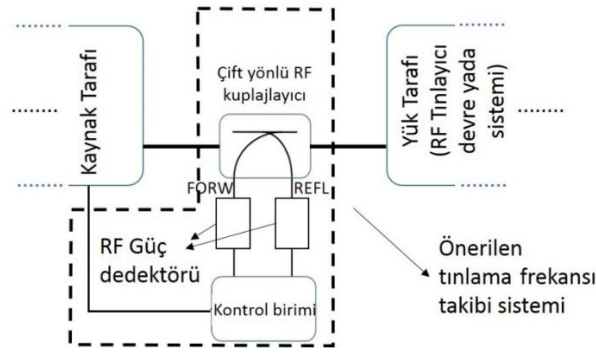
ya da tınlayıcıların arasındaki kuplaj seviyesinin çeşitli nedenlerden dolayı değişmesiyle istemsiz olarak değişmektedir. Bu durumda, devrenin tınlama frekansının istenen frekansa geri çekilmesi ya da tınlama frekansının değişimi takip edilerek kaynak frekansının devrenin tınlama frekansına ayarlanması, sistemin istenilen şekilde çalışması için hayati öneme sahiptir. Literatürde tınlama frekansını takip etmek için çeşitli yöntemler kullanılmıştır. Kimi uygulamalarda kaynaktan üretilen sinyalin frekansı sabit tutulmak istenmekte ve üretilen sinyalin frekansı ölçülen sinyal frekansına ya da referans değere eşitlenmek istenmektedir. Bu tür uygulamalarda doğrudan frekans ölçümü yapılmaktadır [9, 12]. Thomas ve Woolfson güç sistemlerinde en çok kullanılan doğrudan ölçüm metodlarını detaylı olarak incelemiştir [12]. Kimi uygulamalarda ise direk sistemin tınlama (rezonans) frekansının tespit edilip takip edilmesi gerekmektedir. Tınlama frekansı gerçek uygulamalarda çevresel faktörlerin değişken olmasından dolayı sabit değildir ve analitik olarak hassas bir şekilde hesaplanamamaktadır. Bu tip uygulamalarda dolaylı yoldan frekans takip işlemi yapılmaktadır [10, 11]. Tınlama frekansının etkileri ölçülmekte ve uygulamaya özel olarak dolaylı takip yöntemi geliştirilmektedir. Furuya ve arkadaşları değişen çalışma şartları altında ultrasonik motorların performansını maksimize edebilmek için algılayıcı (titreşim etkisi ile piezoelektrik eleman uçlarındaki voltaj değişimleri kullanılarak) ve algılayıcısız (faz kayması ve PLL kullanılarak) iki farklı tınlama frekansı takipçisi geliştirmişlerdir [10]. Li ve arkadaşları ise geliştirdikleri RF kavite sisteminin tınlama frekansındaki değişimleri algılamak için gönderilen ve yansıyan sinyaller arasındaki faz kaymasını kullanmışlar ve faz kilitlemeli çevrim (phase-locked loop, PLL) kullanarak frekans takipçisi oluşturmuşlardır. [13].

Bu çalışmada, yaygın olarak kullanılan karmaşık faz kilitlemeli çevrimlerin yerine, RF & mikrodalga yönlü kuplajlayıcılar kullanılarak, yansıma katsayısının anlık olarak hesaplanması temeline dayanan bir frekans takip sistemi geliştirilmiştir. RF & mikrodalga devrelerde, tınlamanın olduğu frekansta empedansın reaktif değeri sıfırlandığından dolayı, sisteme giren RF enerjinin daha büyük kısmı diğer frekanslardakine oranla yük direnci üzerinde harcanır. Bu da bir mikrodalga devre tasarımcısı bakış açısı ile diğer frekanslara oranla geriye daha az enerji yansıdığı anlamına gelmektedir. Mikrodalga sistemlerde, tınlama frekansı, sistem girişinden yansıma katsayısının (S_{11} , ya da Γ_{in}) ya da giriş empedansının ölçülmesi ile bulunabilmektedir. Ölçülen yansıma katsayısı frekansa göre çizdirildiğinde, tınlama frekansı kabaca bu grafiğin dip noktası / noktalarının olduğu frekanslardır. Bu durum göz önünde bulundurularak, genel amaçlı tınlama frekansının değişimini takip eden bir sistem kolaylıkla geliştirilebilir.

Bu makalede, giriş yansıma katsayısını anlık olarak ölçüp tınlama frekansı takibi yapmak için geliştirilmiş bir RF sistemin genel çalışma prensibi, tasarım, üretim ve kısmi ölçüm sonuçları verilmektedir. Aşağıda ilk olarak önerilen tınlama frekansı takip edici sistemin detayları verilmektedir. Önerilen frekans takip sisteminin uygunluğunu teyit etmek için, bir kablolu güç transfer sistemi için tasarlanan örnek bir frekans takip sisteminin detayları makalenin ilerleyen kısımlarında verilmektedir. Tasarlanan bu sistemin büyük bir kısmı üretilmiş, kontrol ünitesi programlanmış ve program kodları ile ölçüm sonuçları benzetim ortamında birleştirilerek, bir yapay test ortamında test edilmiştir. Bu test sonuçları da makalenin ilerleyen bölümlerinde detayları ile birlikte verilmektedir. Makalenin son kısmında ise, makale sonuçları değerlendirilip tartışılacak ve önerilen frekans takip sisteminin olası iyileştirilmelerinden bahsedilecektir.

2. ÖNERİLEN FREKANS TAKİP EDİCİ SİSTEM KONFIGÜRASYONU (PROPOSED FREQUENCY TRACKER SYSTEM CONFIGURATION)

Önerilen sistem bir çift yönlü RF kuplajlayıcı, RF doğrultucular (RF güç detektörü) ve kontrol sisteminden oluşmaktadır. Şekil 1 de, bu çalışmada önerilen RF frekans takip edici sistemin blok diyagramı verilmektedir. Bu şekilden görüldüğü üzere, önerilen sistem tınlayıcı devre ya da sistemin ön kısmına, yani RF sinyal kaynağı ile tınlama devresi arasına konulmaktadır. Kaynaktan çıkan sinyal, yönlü kuplajlayıcıdan geçerken sinyalin küçük bir kısmı örneklenerek FORW portuna aktarılmaktadır. Geriye kalan ve kaynaktan çıkan sinyalin hala çok büyük oranı, yönlü kuplajlayıcının çıkışından yük tarafına (tınlayıcı devreye) gitmektedir. Yük tarafındaki empedans değerine bağlı olarak, sinyalin bir kısmı yükte kullanılmadan geri yansımaktadır. Geri yansıyan sinyal tekrardan yönlü kuplajlayıcıya geri girmekte ve bu geriye yansıyan sinyalin küçük bir kısmı yine örneklenerek kuplajlayıcının REFL portuna aktarılmaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken husus, kuplajlayıcının giriş ve çıkış empedansları kaynak ve yük tarafı empedansları ile eşit olarak seçilmesidir (50 ohm).



Şekil 1. Önerilen frekans takip sisteminin blok diyagramı
(**Figure 1.** The block diagram for the proposed frequency tracking system)

Sırasıyla kaynaktan yüke doğru giden ve yükten yansıyor kaynak tarafına geri dönen sinyallerin aynı oranlarda örneklenmiş halleri FORW ve REFL portlarındaki sinyaller olup, bu sinyaller uygun doğrultucu ya da RF güç detektörleri ile doğru akım şekline (DC) çevrileceklerdir. Daha sonra bu DC sinyaller kontrol birimine aktarılıp birbirleri ile (1) de verildiği şekilde oranlanarak tınlayıcı devre ya da sistemin giriş yansıma katsayısı (Γ_{in}) hesaplanacaktır.

$$\Gamma_{in} = \frac{V_{DC_REFL_PORT}}{V_{DC_FORW_PORT}} \quad (1)$$

Burada $V_{DC_REFL_PORT}$ ve $V_{DC_FORW_PORT}$ sırasıyla REFL ve FORW portlarındaki RF sinyallerin DC ye doğrultulduktan sonraki voltaj seviyelerini temsil etmektedir. Kontrol birimi daha sonra, kaynak frekansını anlık olarak sistematik şekilde değiştirecek ve her değişimde elde edilen frekansta örneklenen giden ve yansıyan sinyallerden Γ_{in} değerini (1) de verildiği üzere tekrar hesaplayacaktır. Bu işlemi yinelemeli (recursive) olarak mümkün olan asgari Γ_{in} değerini elde edip takip edecek şekilde sürdürecektir ve bu şekilde tınlama frekansını takip edecektir.

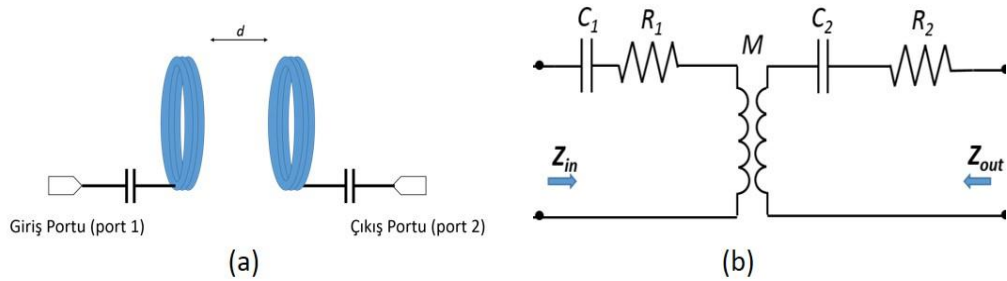
Bu bölümde kabaca anlatılan tınlama frekans takip sistemi örnek bir kablosuz güç transfer sisteminde uygulanmıştır. Bahsi geçen kablosuz güç transfer sistemi, manyetik alan vasıtası ile endüktif olarak kuplajlanan ve tınlamada çalışan çevrim çiftleri arasında elektriksel enerjinin temassız olarak aktarılması prensibine dayanmaktadır. Aşağıda, tınlama temelli bu kablosuz güç transfer sisteminin detayları, neden tınlama frekansı takip edici yapıya ihtiyaç duyduğu ve önerilen sistemin bu kablosuz güç transfer sistemine uygulanması detaylı şekilde anlatılmaktadır.

3. KABLOSUZ GÜÇ TRANSFERİ İÇİN TINLAMA FREKANSI TAKİP SİSTEMİ (RESONANCE FREQUENCY TRACKING SYSTEM FOR WIRELESS POWER TRANSFER)

3.1. Kablosuz Güç Transfer Sistemi Çalışma Prensibi (Operation Principle of Wireless Power Transfer System)

Manyetik-kuplaj temelli güç transferi, iki adet çevrimin (loop) manyetik alan vasıtasıyla birbirlerine bağlanması (coupling) temeli üzerine çalışır. Çevrimler arası güç aktarımını yüksek verimlilikte yapabilmek için, her bir çevrim kendisine seri bağlı bir kapasitörle tınlamaya sokulmaktadır. Şekil 2 (a) da seri kapasitörlerle tınlamaya sokulmuş, kuplajlanmış çevrim çiftinin genel gösterimi verilmektedir. Kuplajlanmış çevrimlerin elektriksel cevabı Şekil 2 (b) de verilen lumped eleman devre modeli kullanılarak kolayca analiz edilebilmektedir. Bu devre modelindeki tüm parametreler çevrim geometrisine bağlıdır. Çevrimlerin endüktansları bu modelde L_1 ve L_2 ile temsil edilmektedir ve çevrim yarıçapı ve sarım sayısına bağlıdır. R_1 ve R_2 sırasıyla her iki çevrim için sonlu iletkenlikten ve elektromanyetik ışımadan dolayı oluşan kayıpları temsil etmektedir ve çevrim geometrisi, iletkenlik katsayısı ve çalışma frekansına bağlıdır. M karşılıklı endüktans olarak tanımlanır ve çevrimler arası manyetik kuplajı temsil etmektedir. M hem çevrim geometrisine (örn. çevrim yarıçapı) hem de çevrimler arası mesafeye bağlıdır. C_1 ve C_2 istenen tasarım frekansına bağlı olarak L_1 ve L_2 ile seri tınlama oluşturacak şekilde değerleri belirlenen kapasitörlerdir. Literatürde, bu devre parametrelerinin geometriye ve mesafeye bağlı olarak analitik ifadeleri çeşitli çalışmalarda mevcuttur [14-15]. Şekil 2 deki devrenin girişine R_S kaynak direnci olan bir

RF kaynak ve çıkışına bir R_L yükü bağlanıp benzetimi yapılırsa, çıkıştaki yüke aktarılan gücün giriş gücüne oranı hesaplanarak güç transfer verimliliği elde edilebilir. Böylece, bu model kullanılarak, verimliliğin frekansa göre cevabı çeşitli durumlar için elde edilip çizdirilebilir. Nitekim Şekil 3 de 50 cm yarıçapında, tek sargılı, 5 MHz de tınlamaya girecek şekilde seri kapasitörler kullanılmış ve özdeş kuplajlanmış çevrim çiftinin benzetimlerden elde edilmiş verimlilik cevabı çeşitli çevrimler arası mesafeler için gösterilmektedir.

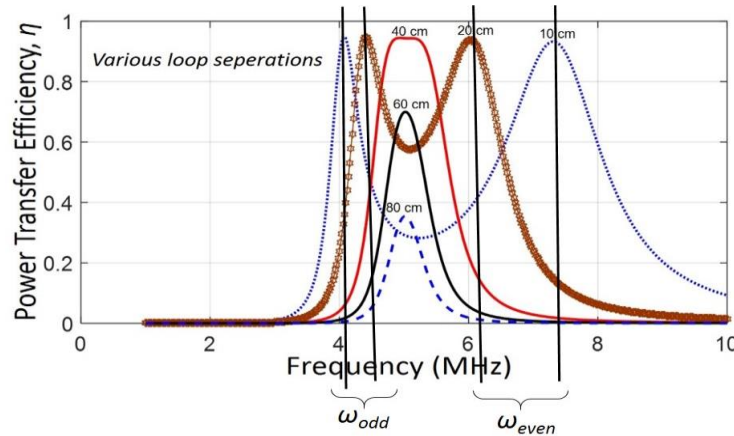


Şekil 2. Seri kapasitörlerle tınlamaya sokulmuş kuplajlanmış çevrim çiftinin (a) genel gösterimi, (b) lumped eleman devre modeli.

(Figure 2. (a) A general illustration and (b) lumped component circuit model for resonant loops)

Şekil 3 deki verimlilik cevabı incelendiğinde, aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir:

- Çevrimler arası mesafe yüksek iken verimlilik tepe değeri çevrimlerin tınlama frekansında ($\omega_0 = 5$ MHz) oluşmaktadır. Çevrimler birbirlerine yaklaştırıldığında, verimlilik artmaktadır. Örneğin, çevrimler arası mesafe 80 cm iken yaklaşık % 35 tepe verimlilik elde edilirken, çevrimler arası mesafe 60 cm ye düşürüldüğünde verimlilik yaklaşık olarak % 70 lere çıkmaktadır (Şekil 3). Her iki mesafede de tepe verimliliği ω_0 tınlama frekansındadır. Tepe verimliliğinin bu şekilde mesafenin azalmasıyla, diğer bir deyişle, karşılıklı endüktansın artmasıyla arttığı durumda çevrimler **zayıf şekilde kuplajlanmaktadır** ve bu durumun gözlemlendiği çevrimler arası mesafe bölgesine ya da karşılıklı endüktans değeri aralıklarına **zayıfça kuplajlanma rejimi** denmektedir.



Şekil 3. Devre modeli kullanılarak elde edilen, 50 cm yarıçapında tek sargılı çembersel çevrimin çeşitli çevrimler arası mesafe için çıkarılan verimlilik cevabı.

(Figure 3. Efficiency response for a 50 cm radius loop for various loop separations is obtained from the lumped element circuit model)

- Çevrimler birbirlerine daha da yaklaştırıldığında, tepe verimlilik değeri mesafenin azalması ile yani karşılıklı endüktans değerinin artmasıyla belli bir noktaya kadar artmakta ve bu noktadan sonra sabitlenmektedir. Şekil 3 den görüldüğü üzere, çevrimler arası mesafe 40 cm ve altında ise, tepe

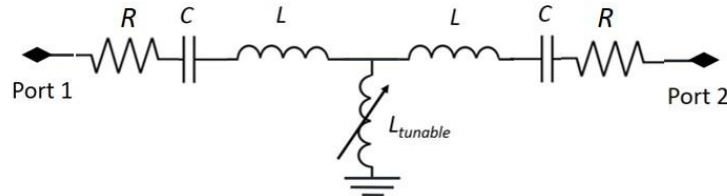
verimlilik değeri mesafeden bağımsız ve en yüksek değerdedir. Tepe verimliliğinin bu şekilde çevrimler arası mesafeden, diğer bir deyişle karşılıklı endüktans değerinden bağımsız olduğu durumda çevrimler **güçlü şekilde kuplajlanmaktadır**. Bu durumun gözlemlendiği çevrimler arası mesafe bölgesine ya da karşılıklı endüktans değer aralıklarına **güçlü kuplajlanma rejimi denmektedir**.

- Güçlü kuplajlanma rejiminde, kuplajlanmış çevrimlerin mesafeden bağımsız çalışması birçok uygulama için oldukça avantajlı bir durum ortaya çıkarmaktadır. Örneğin, şarj esnasında, mobil cihazlara verimlilikten feda etmeden belli aralıkta hareket özgürlüğü sağlanabilecektir. Lâkin çevrimlerin, bu mesafeden bağımsız tepe verimliliğinin olduğu tınlama frekansları zayıfça kuplajlanma rejimindeki gibi 5MHz de değil, 5 MHz in çok az altı ve çok az üzerindeki, sırasıyla ω_{odd} ve ω_{even} olarak adlandırılan sırasıyla odd ve even mode tınlama frekanslarıdır (bkz. Şekil 3). Üstelik ω_{odd} ve ω_{even} frekansları, çevrimler arası mesafeye bağlıdır. Şekil 3 de ω_{odd} ve ω_{even} frekanslarının mesafe azaldıkça birbirinden ayrıştığı açıkça görülmektedir ve bu “frekans-ayrılması (frequency splitting)” terimi ile ifade edilmektedir.

Yukarıdaki çıkarımlardan görüldüğü üzere, güçlü kuplajlanma rejimindeki bu mesafeden bağımsız verimlilik durumunun sağladığı avantajı kullanabilmek için, sistemin çevrimler arası mesafeye bağlı değişen ω_{odd} ya da ω_{even} frekanslarında çalışması gerekmektedir. Bu durumda, sistem frekansının adaptif şekilde mesafe değişimine göre değişmesi gerekmektedir. Bu çalışmada önerilen frekans takip sistemi bu tür güç transfer sistemleri için uygun bir çözüm oluşturabilecektir.

3.2. Kablosuz Güç Transfer Sistemi İçin Frekans Takip Edici (Frequency Tracker for Wireless Power Transfer System)

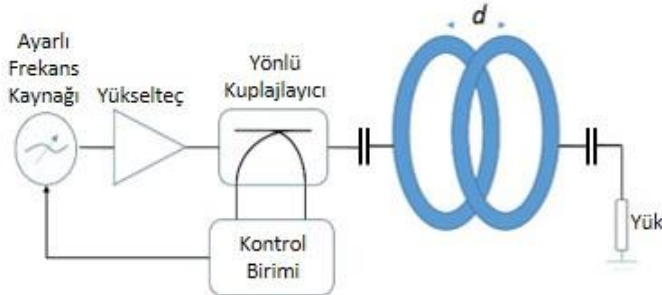
Önerilen frekans takip sisteminin güç transfer sistemine uygulanabilmesi için, öncelikle kuplajlanmış çevrimler ya da bu çevrimlerin elektriksel cevabını verebilecek model devre gerekmektedir. Bu çalışmada model devrenin üretilmesi tercih edilmiştir. Şekil 2 (b) deki devrede, çevrimler arası kuplajı modelleyen ve M ile gösterilen transformatör elemanı esasında bir endüktif-T devresi ile temsil edilerek Şekil 2 de ki devre modeli Şekil 4 de ki hale gelmektedir [16]-[17]. Çevrimler arası mesafenin değişimi ile değişen kuplaj seviyesi, tasarlanan devrede bir ayarlı endüktans ($L_{tunable}$) tarafından gerçekleştirilmektedir (bkz. Şekil 4).



Şekil 4. Bu çalışmada kullanılan tınlamada çalışan kuplajlanmış çevrim çiftlerini temsil eden lumped devre modeli.

(Figure 4. The circuit model utilized in this work for representing the resonant loops)

Şekil 5 de frekans takip sistemini içeren kablosuz güç transfer sisteminin blok diyagramı gösterilmektedir. Burada ayarlı frekans üretici olarak AD9833 VCO entegresinin kullanıldığı, 0-12.5 MHz arası, 0.004 Hz çözünürlüğe sahip ve programlanabilir bir deneme kartı olan EVAL-9833-SDZ kullanılmaktadır.



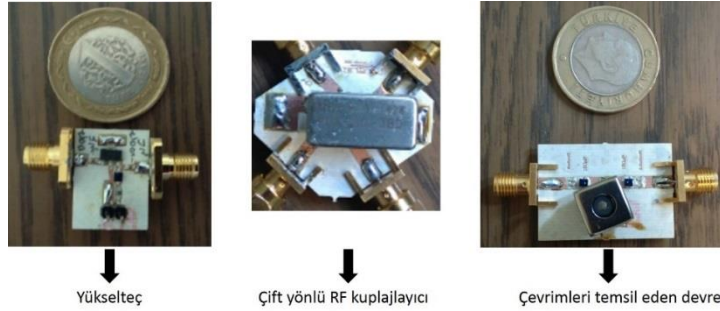
Şekil 5. Önerilen frekans takip sisteminin kullanıldığı kablosuz güç transfer sistemi

(Figure 5. The wireless power transfer system that utilize the proposed frequency tracker)

Sinyal seviyesinin düşük olmasından dolayı ayarlı frekans kaynağının çıkışındaki sinyali güçlendirmek için yükselteç kullanılmaktadır. Bu çalışmada kullanılan yükselteç, yönlü kuplajlayıcı ve kuplajlanmış çevrimleri temsil eden devre elemanları Tablo 1 de verilmektedir. Şekil 5 de genel gösterimi ve Tablo 1 de detayları verilen frekans takip sistemindeki devrelerin bir kısmı baskı devre kartı (printed circuit board) üzerinde Şekil 6 da gösterildiği gibi üretilmiştir. Bu devreler, Şekil 5 de verilen blok diyagramda olduğu gibi kaskad olarak bağlanmış ve S-parametreleri ölçülerek, giriş yansıma katsayısı çeşitli $L_{tunable}$ değerleri için ölçülmüştür. Şekil 7 de bu ölçüm sonuçları verilmektedir.

Tablo 1. Üretimde kullanılan devre ve elemanlar
(**Table 1.** Components in fabricated circuits)

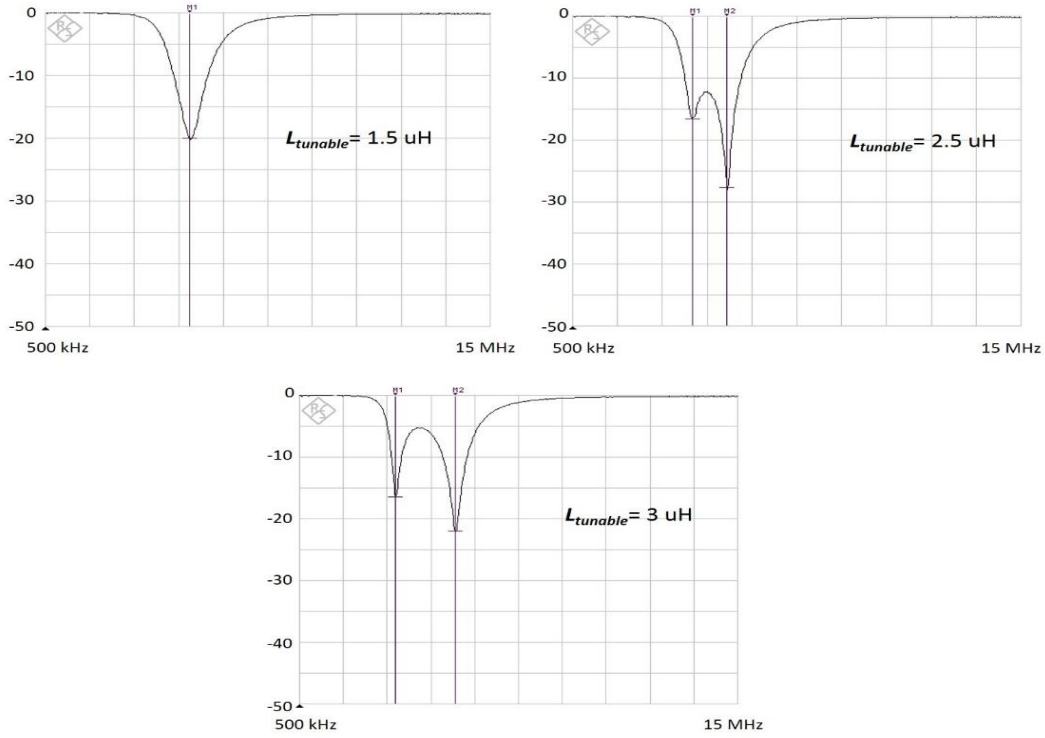
Yükselteç	Mini-Circuits RAM-8A DC-40 GHz, ~ 12 dBm Pout ~ 35 dB Kazanç
Kuplajlayıcı	Mini-Circuits PDC-20-3BD+ 0.2-250 MHz
Kapasitör (C)	200 pF, Murata RF SMD tip
Endüktör (L)	3800 nH, Coilcraft RF SMD tip
Ayarlı Endüktör	Coilcraft Slot Ten 5 series 1.5 μ H to 3 μ H



Şekil 6. PCB kartlar üzerine üretilmiş yükselteç, yönlü kuplajlayıcı ve kuplajlanmış çevrim çiftlerini temsil eden model devrelerin fotoğrafları.

(**Figure 6.** Photographs for the manufactured amplifier, directional copuler and the circuit that model the resonant coupled loops)

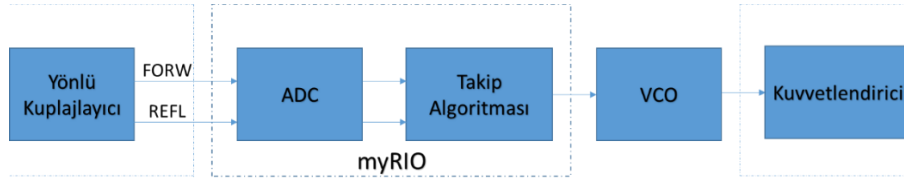
Şekil 7 den görüldüğü üzere, model devre, tınlamada çalışan manyetik olarak kuplajlanmış çevrimlerde olduğu gibi $L_{tunable}$ değerine bağlı olarak zayıfça ve güçlü kuplajlanmış rejimdeki sırasıyla tek (ω_0) ve çift (ω_{odd} ve ω_{even}) tınlama frekanslarının oluşmasını sağlamıştır. Üstelik güçlü kuplajlanma rejimindeki gibi kuplaj seviyesinin artmasıyla frekanslar arası ayrışma da artmaktadır. Örneğin, $L_{tunable}$ değeri yaklaşık 1.5 uH iken zayıfça kuplajlanma rejimindeki gibi tek bir tınlama frekansı gözlemlenirken ($\omega_0 \sim 5.05$ MHz). $L_{tunable}$ bir alyan anahtarı ile mekanik olarak ayarlanarak yaklaşık sırasıyla 2.5 uH ve 3 uH değerlerine ayarlandığında, güçlü kuplajlanma rejimindeki gibi çift tınlama frekansları oluşmakta ve üstelik bu tınlama frekansları $L_{tunable}$ değerinin artmasıyla ayrışmaktadır. Kısacası, kuplajlanmış çevrim çiftlerinin cevabını temsil eden üretilmiş devrenin giriş yansıma katsayısının $L_{tunable}$ a göre değişimi, çevrimlerin gerçekte aralarındaki mesafe değişimi sonucu oluşacak giriş yansıma katsayısının değişimine benzemekte ve model devrenin bu çalışmada rahatlıkla kullanılabileceğini göstermektedir.



Şekil 7. Üretilen çevrimleri temsil eden devrenin sergilediği çeşitli $L_{tunable}$ değerleri için ölçülen giriş yansıma katsayısı.

(Figure 7. Measured input reflection coefficient for the model circuit for various $L_{tunable}$ values.)

Yukarıdaki RF devrelere eş zamanlı olarak, kontrol ünitesinin tasarımı da yapılmıştır. Tınlama frekans takip işlemini gerçekleştiren kontrol birimi olarak çift ARM Cortex A9 işlemciye ve Xilinx Zynq 7 Series FPGA tümleşik devre elemanına sahip olan myRIO platformu kullanılmıştır. Şekil 8 de geliştirilen frekans takibi için gerçekleştirilen kontrol biriminin blok şeması görülmektedir.



Şekil 8. Kontrol biriminin blok şeması

(Figure 8. Block diagram for the control unit)

Kablosuz güç transfer sisteminin yönlü kuplajlayıcısının FORW ve REFL portlarından gelen, gönderilen ve geri yansıyan gücü temsil eden DC sinyaller kontrol biriminde bulunan analog dijital dönüştürücü (ADC) tarafından örneklenecek ve (1) de verilen denklem kullanılarak yansıma katsayısı (Γ_{in}) hesaplanmaktadır. Tınlama frekansının takip edilebilmesi için Γ_{in} değerini mümkün olan en düşük değerde tutan VCO frekansının bulunması gerekmektedir. Bunun başarılabilmesi için, bir fonksiyonun yerel minimum değerinin bulunması için kullanılan Gradient Descent Methode (GDM) [18] diye bilinen optimizasyon tekniği kullanılarak bir tınlama frekans takip algoritması geliştirilmiştir. En genel haliyle GDM algoritması (2) deki gibi ifade edilebilir;

$$f_{n+1} = f_n - a_{adım} \cdot \nabla \Gamma_n \quad (2)$$

$$\nabla \Gamma_n = \Gamma_n - \Gamma_{n-1}$$

Burada f_n VCO nun mevcut frekansını, f_{n+1} VCO nun bir sonraki frekansını, $a_{adım}$ arama adım katsayısını, Γ_n mevcut yansıma katsayısını, Γ_{n-1} bir önceki yansıma katsayısını ve $\nabla\Gamma_n$ ise yansıma katsayısındaki değişimi ifade etmektedir. Genel optimizasyon algoritmalarında olduğu gibi GDM yönteminde de elde edilmek istenen hedef değere ulaşıldığında optimizasyon işlemi sonlandırılır. GDM de sonlandırma ölçütü olarak $\nabla\Gamma_n \leq \varepsilon$ veya $f_{n+1} - f_n \leq \varepsilon$ seçilebilir. Fakat kablosuz güç transfer sistemlerinde kuplajlanmış çevrimler arası mesafe gibi çevresel faktörler değişken olduğundan ulaşılması istenen hedef değer olan tınlama frekansı da sabit değildir dolayısıyla optimizasyon algoritmasının gerçek zamanlı olarak çalışması gerekmektedir. Bu nedenle bu değişken hedefi yakalayabilmek için bir GDM sonlandırma ölçütü tanımlanması uygun değildir. Geliştirilen algoritmada frekans takip işlemi gerçek zamanlı olarak sonsuza kadar devam etmektedir. Ayrıca GDM de optimizasyon süresini ve performansını etkileyen en önemli etmen arama adımındır. Genel GDM algoritmasında arama adımı arama adım katsayısı, $a_{adım}$ ve yansıma katsayısındaki değişim, $\nabla\Gamma_n$ değerlerine bağlı olarak hedef değere yaklaştıkça oldukça küçülmektedir. Bu hali ile hedef değerde meydana gelen değişimlere optimizasyon algoritmasının tepki verme hızı ve performansı düşmektedir. Çünkü küçük adımlarla yapılan arama işleminin hedef değere ulaşma hızı da düşmektedir. Bu nedenle kablosuz güç transfer sistemi için sabit bir arama adım değerinin seçilmesi uygun olacaktır. Kablosuz güç transfer sistemi için önerilen GDM algoritması (3) de olduğu şekliyle kullanılmaktadır.

$$f_{n+1} = f_n - a_{adım} \cdot \text{sgn}(\nabla\Gamma_n) \quad (3)$$

Burada arama adımının sabit olabilmesi için gradyan değeri yerine gradyanın işareti kullanılmıştır. Böylece aramanın yönü gradyanın işaretine göre değişmektedir. Geliştirilen optimizasyon algoritmasının adımsal işlemleri Tablo 2 de görülmektedir.

Tablo 2. Geliştirilen optimizasyon algoritması
(Table 2. Developed optimization algorithm)

Adım	İşlem
1	Başlangıç frekans değerini belirle, $f_{başlangıç}$
2	Başlangıç arama adım katsayısını belirle, $a_{adım}$
3	VCO frekansını (f_{VCO}) başlangıç frekans değerine ayarla $f_{başlangıç}$
4	Yansıyan sinyalleri örnekle, $FORW$, $REFL$
5	Yansıma katsayısını hesapla, $\Gamma(n)$ $\Gamma(n) = REFL / FORW$
6	Yansıma katsayısındaki ($\Gamma(n)$) değişimi hesapla, $\nabla\Gamma$ $\nabla\Gamma = \Gamma(n) - \Gamma(n-1)$
7	$\text{sgn}(\nabla\Gamma_n)$ değerine göre arama adım katsayısının yeni değerini belirle, $a_{adım}$ if $\nabla\Gamma > 0$ then $a_{adım} = -a_{adım}$ else $a_{adım} = a_{adım}$
8	VCO nun yeni frekans değerini belirle, f_{VCO} $f_{VCO} = f_{VCO} + a_{adım}$
9	Yeni f_{VCO} değerini VCO ya yükle
10	4. Adıma git

Algoritma VCO ya yüklenecek başlangıç frekansını, $f_{başlangıç}$ ve arama adım, $a_{adım}$ değerini ayarlayarak başlar. Ardından güç transferini başlatmak için VCO ya, f_{VCO} başlangıç değerini yükler. Daha sonra yansıyan sinyaller, $FORW$ ve $REFL$ örneklenir ve buna bağlı olarak da ardışık olarak yansıma katsayısı, Γ ve yansıma katsayısındaki değişim, $\nabla\Gamma$ hesaplanır. Tınlama frekansının arama adım değeri $a_{adım}$ sabit olduğundan yansıma katsayısındaki değişimin yönüne bağlı olarak aramanın yönü ayarlanır. Eğer yansıma katsayısındaki değişim pozitifse yani yansıma katsayısı büyüyor ise yanlış yönde frekans araması yapılıyor demektir ve bu nedenle arama adım değerinin işareti ters çevrilerek arama yönü değiştirilir. Eğer yansıma katsayısındaki değişim negatifse yani yansıma katsayısı küçülüyor ise frekans araması doğru yönde

yapılıyor demektir dolayısıyla arama adım değerinin işareti aynen bırakılır. Sign ve bölme gibi karmaşık işlemler kullanılmadan grandyanın tersi yön bulunmuş olur. Bu da hesaplama süresinin kısa olmasını sağlar. Daha sonra ardışık olarak yeni VCO frekans değeri hesaplanır ve bu bulunan frekans değeri VCO ya yüklenir. Son olarak algoritma dinamik tınlama frekansını sürekli olarak takip edebilmek için 4. adıma geri dönerek sosuz döngüye girer.

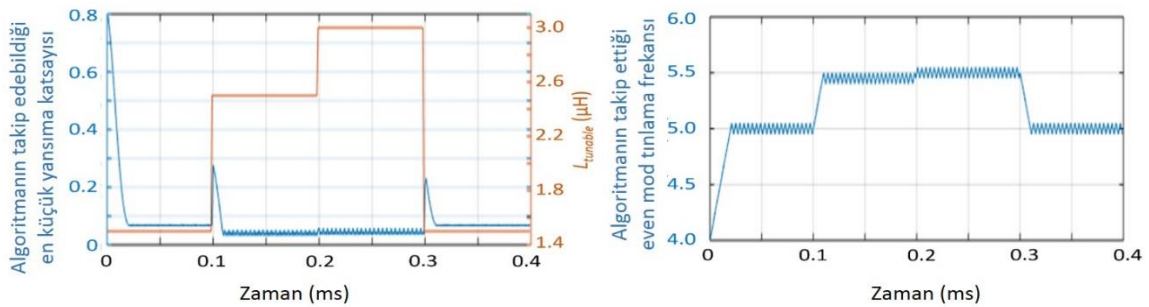
4. BULGULAR (FINDINGS)

Geliştirilen tınlama frekansını takip algoritmasının testi, üretimi yapılan ve ölçüm sonuçları yukarıda verilen temsili devre modeli üzerinden benzetim ortamında yapılmıştır. Bu benzetimde Γ_{in} ve giriş empedansı (Z_{in}) Şekil 4 deki model devre parametreleri cinsinden ve frekansa bağlı olarak denklem (4) ve (5) deki gibi bulunabilmektedir.

$$Z_{in} = \frac{(R_L + R + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L) \cdot j\omega L_{tunable}}{R_L + R + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L + j\omega L_{tunable}} + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R \quad (4)$$

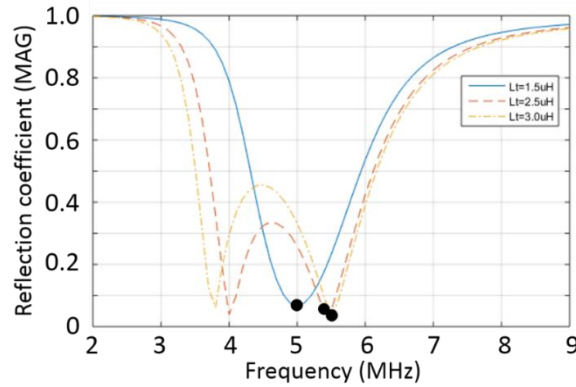
$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - R_s}{Z_{in} + R_s} \quad (5)$$

(4) ve (5) deki denklemde, R_L devrenin çıkışına bağlanan ve yükü temsil eden yük direnci, R_s ise kaynak direncidir. Yapılan benzetimde başlangıç frekansı, $f_{başlangıç}$ ve arama adım değeri, $a_{adım}$ sırasıyla 4 MHz ve 50 kHz olarak seçilmiştir. Kuplajlanmış çevrimler arası mesafeyi temsil eden $L_{tunable}$ değeri gerçek uygulamalarda oluşabilecek mesafe değişimlerinin etkisini oluşturabilmek için benzetim süresince değiştirilmiştir. Benzetim 400 milisaniye için yapılmış ve $L_{tunable}$ değeri 100 milisaniye aralıklarla sırasıyla 1.5 uH, 2.5 uH, 3.0 uH ve tekrar 1.5 uH olarak değiştirilmiştir. Benzetim sonucunda algoritma tarafından takip edilen minimum yansımaya katsayısı ve buna bağlı olarak oluşan tınlama frekansı değerleri Şekil 9 da verilmektedir. Buradan görüldüğü gibi tınlama frekansını takip algoritması oldukça hızlı bir şekilde mümkün olan en küçük yansımaya katsayısını ve bunu sağlayan tınlama frekansını takip edebilmektedir. Algoritma sürekli ve dinamik olarak minimum yansımaya katsayısını takip etmeye çalıştığı için mümkün olan en küçük yansımaya katsayısını sağlayan frekans değeri civarında küçük salınımlar yapmaktadır. Bu özelliği sebebi ile $L_{tunable}$ değeri değiştiği anda tekrar yeni tınlama frekansını hızlı bir şekilde yakalanabilmektedir. Benzetimde kullanılan $L_{tunable}$ değerleri için temsili devre üzerinden yapılan ölçümler, takip edilen tınlama frekans değerlerinin doğruluğunun görülmesi için Şekil 10 de verilmektedir. Görüldüğü üzere takip edilen tınlama frekans değerleri gerçek değerlere oldukça yakındır.



Şekil 9. Algoritmanın takip ettiği (a) çeşitli $L_{tunable}$ değerlerinde minimum Γ_{in} değerleri, ve bu Γ_{in} değerlerindeki (b) tınlama frekansları

(Figure 9. (a) Tracked minimum Γ_{in} values for various $L_{tunable}$ values and (b) corresponding resonance frequencies)



Şekil 10. Model devrenin benzetimlerinden elde edilen $L_{tunable} = 1.5 \mu H$, $2.5 \mu H$ ve $3 \mu H$ değerleri için Γ_{in} değerleri.

(Figure 10. The obtained Γ_{in} values for $L_{tunable} = 1.5 \mu H$, $2.5 \mu H$ and $3 \mu H$ from simulation of circuit model)

5. SONUÇ (CONCLUSION)

Bu çalışmada, çevresel etkenlerden ya da çalışma esnasındaki parametre değişimlerinden dolayı istemsiz olarak değişim gösteren tınlama frekansının takip edebilecek genel amaçlı bir RF tınlama takip edicisi önerilmiştir. Önerilen bu takip edici örnek bir kablosuz güç transferi için kısmi olarak geliştirilmiştir. Gerçeklenen kısımlar RF devreler ve kontrol birimidir. Lakin, RF devreler ve kontrol birimi uygun RF detektörler ile henüz entegre edilmediği için kontrol birimine girdi olarak alınan Γ_{in} değerleri model devreden elde edilen değerlerdir. Gelecekte planlanan ilk çalışma uygun RF detektör ya da RF düzelticilerin tasarlanıp üretilmesi ya da satın alma yolu ilde temin edilmesi ile tüm sistemin entegre edilip deneysel ortamda test edilmesidir.

KAYNAKLAR (REFERENCES)

- [1] R. C. Ruby, P. Bradley, Y. Oshmyansky, A. Chien and J. D. Larson, "Thin film bulk wave acoustic resonators (FBAR) for wireless applications", **IEEE Ultrasonics Symposium, 2001**, Atlanta, GA, pp. 813-821 vol.1, 2001.
- [2] S. A. Sis, S. Lee, V. Lee and A. Mortazawi, "An Intrinsically Switchable, Monolithic BAW Filter Using Ferroelectric BST", **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, vol. 26, no. 1, pp. 25-27, Jan. 2016
- [3] F. Vanhelmont, P. Philippe, A. B. M. Jansman, R. F. Milsom, J. J. M. Ruigrok and A. Oruk, "4D-3 A 2 GHz Reference Oscillator incorporating a Temperature Compensated BAW Resonator", **2006 IEEE Ultrasonics Symposium**, Vancouver, BC, pp. 333-336, 2006.
- [4] Erdil, E., Topallı, K., Ünlü, M., Çivi, Ö. A., Akın, T., & Kurulu, S. P., "Rf Mems Kapasitörler İle Rezonans Frekansı Ayarlanabilen Antenler", *URSI*, ss. 404-406, 2006.
- [5] Erdil, Emre, and Özlem Aydın Çivi. "Rf Mems Teknolojisi İle Rezonans Frekansı Ayarlanabilir Mikroşerit Yama Anten", *URSI*, ss. 351-353, 2006.
- [6] Brank, J., Yao, J., Eberly, M., Malczewski, A., Varian, K., & Goldsmith, C. "RF MEMS-based tunable filters", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 11(5), 276-284, 2001.
- [7] Dec, Aleksander, and Ken Suyama. "Microwave MEMS-based voltage-controlled oscillators" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 48.11: 1943-1949, 2000.

- [8] V. Lee, S. Lee, S. A. Sis and A. Mortazawi, "Switchable dual-frequency barium strontium titanate film bulk acoustic resonators", **2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)**, Tampa, FL, pp. 1-4, 2014.
- [9] Wang, M. and Sun, Y., "A Practical, Precise Method for Frequency Tracking and Phasor Estimation", *IEEE Transactions On Power Delivery*, Vol. 19, No. 4, 1547-1552, 2004
- [10] Furuya, S., Maruhashi, T., Izuno Y. and Nakaoka, M., "Load-Adaptive Frequency Tracking Control Implementation of Two-Phase Resonant Inverter for Ultrasonic Motor", *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 7, No. 3, 542-550, 1992
- [11] Yang, X., "Booster High-level RF Frequency Tracking Improvement Via the Bias-Curve Optimization", FERMLAB-TM-2270-AD
- [12] Thomas, D.W. and Woolfson, M.S., "Evaluation of Frequency Tracking Methods", *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, 367-371, 2001
- [13] Li, Y.M., Cha, S.S., Kim, H.S., Seol, K.T. and Cho, Y.S., "Design and Test of a Resonance Control System for Suppressing the Pump Vibration Effects for the PEFP 13-MHz RF Cavity", *Journal of the Korean Physical Society*, Vol. 63, No. 10, 1901-1906, 2013
- [14] Rosa, Edward Bennett, "The self and mutual inductances of linear conductors", US Department of Commerce and Labor, Bureau of Standards, 1908.
- [15] E. M. Thomas, J. D. Heebl, C. Pfeiffer and A. Grbic, "A Power Link Study of Wireless Non-Radiative Power Transfer Systems Using Resonant Shielded Loops", **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, vol. 59, no. 9, pp. 2125-2136, Sept. 2012.
- [16] SIS, Seyit Ahmet, "Ferroelectric-on-Silicon Switchable Bulk Acoustic Wave Resonators and Filters for RF Applications", *PhD Thesis*, The University of Michigan, 2014.
- [17] W. D. Beaver, "Theory and design principles of the monolithic crystal filter: UMI Dissertation Service", 1988.
- [18] Snyman, J.A., "Practical Mathematical Optimization: An Introduction to Basic Optimization Theory and Classical and New Gradient-Based Algorithms", Springer Publishing, 2005